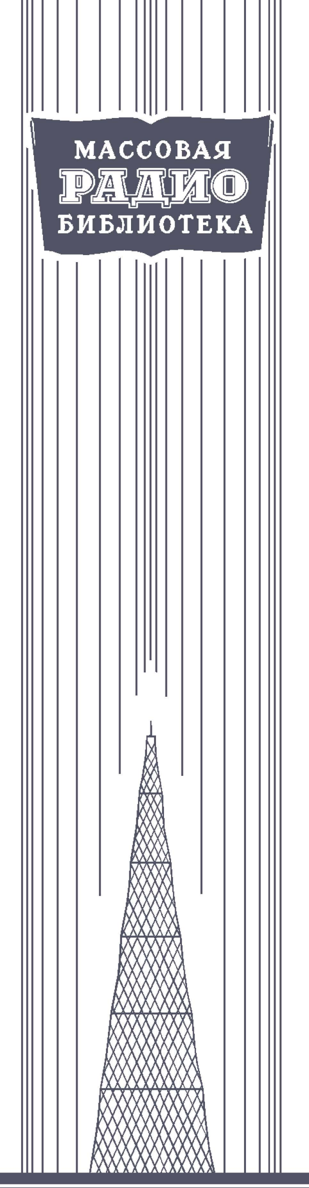


Н. В. БОБРОВ

РАДИОПРИЕМНЫЕ УСТРОЙСТВА





ГОСЭНЕРГОИЗДАТ

МАССОВАЯ РАДИОБИБЛИОТЕКА
УЧЕБНАЯ СЕРИЯ

Выпуск 292

Н. В. БОБРОВ

РАДИОПРИЕМНЫЕ УСТРОЙСТВА



ГОСУДАРСТВЕННОЕ ЭНЕРГЕТИЧЕСКОЕ ИЗДАТЕЛЬСТВО
МОСКВА 1958 ЛЕНИНГРАД

Книга выпускается для широкого круга радиолюбителей как учебник в области радиоприемных устройств. Главное внимание в ней уделяется объяснению физических процессов, происходящих в различных каскадах приемника. Дается также методика расчета отдельных его каскадов.

Автор *Бобров Николай Васильевич*

РАДИОПРИЕМНЫЕ УСТРОЙСТВА

Редактор *К. А. Шульгин* Техн редактор *К. П. Воронин*

Сдано в набор 1/XI 1957 г. Подписано к печати 20/II 1958 г.
Т-01529. Бумага 84×108[1]/[32] 23 печ л Уч.-изд. л 26
Тираж 100000 экз Цена 11 р. 40 к Заказ 496.

Набрано в тип Госэнергоиздата. Отпечатано с готового набора в 1-й тип Профиздата Москва, Крутицкий вал, 18

ПРЕДИСЛОВИЕ

Настоящая книга предназначается для широкого круга радиолюбителей как учебник по радиоприемным устройствам и издается совместно с группой других книг, которые должны образовать серию учебников. При написании данной книги предполагалось, что читатели уже имеют определенный минимум знаний по математике, физике, электротехнике, вакуумным приборам, радиотехнике и усилителям низкой частоты. Но для того, чтобы можно было пользоваться книгой без других учебников, в ней кратко излагаются необходимые вспомогательные материалы или даются некоторые выводы из отдельных разделов основ радиотехники и усилителей низкой частоты. Принятый в ней метод изложения материала и применяемый математический аппарат позволит изучать ее без других книг тем радиолюбителям, которые окончили 9—10 классов средней школы и имеют некоторый опыт по сборке и налаживанию супергетеродинных приемников.

Главное внимание в книге уделяется объяснению физических процессов, происходящих в отдельных каскадах радиоприемников длинных, средних, коротких и метровых волн.

Конечной целью книги является помощь читателю в приобретении необходимых знаний для проектирования, изготовления и налаживания любительских радиоприемников. Поэтому в ней приводится простейший анализ и дается методика расчета отдельных каскадов радиоприемников. Расчетные материалы базируются на современном уровне радиоприемной техники. Они позволяют на основе общих требований к приемнику в целом выбрать и рассчитать его блок-схему и определить параметры отдельных каскадов. Для облегчения усвоения материала во второй и третьей главах книги приведены необходимые сведения о влиянии параметров антенны и оконечного прибора на работу каскадов приемника. Чтобы упростить изучение методик расчета и их практическое применение, в книге приведены большое

количество типовых примеров расчетов и некоторые справочные данные. Большое внимание в книге уделено освещению простейших методов настройки отдельных каскадов приемника. С этой целью в главе 16 изложены методы настройки отдельных каскадов приемников и описаны наиболее часто встречающиеся в практике ошибки при налаживании приемников.

Для подготовки читателей к самостоятельному творчеству и чтению сложных радиотехнических схем в главе 15 сформулированы основные правила чтения схем и расчета блок-схемы приемника.

Значительное место в книге уделено изучению мер борьбы с помехами радиоприему. Этим вопросам посвящены глава 10 и ряд параграфов других глав (2-3, 9-5, 11-4, 12-5, 12-9, 13-4, 17-3).

Книга может быть использована в качестве учебного пособия при самостоятельном изучении курса радиоприемных устройств лицами со средним общим и техническим образованием.

Автор выражает глубокую благодарность Н. М. Изюмову, А. А. Куликовскому, Е. А. Левитину, К. А. Шульгину и товарищам по работе за ценные замечания, сделанные при чтении рукописи. Настоящий труд является первой попыткой решения поставленной задачи. Автор будет признателен за критические замечания, которые он просит направлять ему через издательство.

Автор

СОДЕРЖАНИЕ

Глава пятая. Усилители высокой частоты

Глава шестая. Усилители промежуточной частоты

Глава седьмая. Катушки индуктивности радиоприемников

Глава восьмая. Детекторы электрических колебаний, модулированных по амплитуде

Глава девятая. Преобразователи частоты

Глава десятая. Помехи радиоприему и меры борьбы с ними

Глава одиннадцатая. Регенеративные методы радиоприема

Глава двенадцатая. Регулировки и настройки в приемниках

Глава тринадцатая. Приемники частотно-модулированных сигналов

ГЛАВА ПЕРВАЯ

ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ О РАДИОПРИЕМНЫХ УСТРОЙСТВАХ

1-1. БЛОК-СХЕМА ЛИНИИ РАДИОСВЯЗИ

Линией радиосвязи принято называть совокупность радиотехнических устройств, позволяющих посредством электромагнитных волн передавать различные сигналы из одного пункта (передающего) в другой (приемный). Вследствие того, что электромагнитные волны, распространяясь над поверхностью земли со скоростью света, затухают сравнительно мало, с помощью линии радиосвязи можно передавать сигналы на очень большие расстояния.

Блок-схема линии радиосвязи изображена на рис. 1-1. Здесь: *1* — передатчик; *2* — передающая антенна; *3* — модулирующее устройство; *4* — радиоприемник; 5 — приемная антенна; *6* — оконечный аппарат.

Первая в мире телеграфная линия радиосвязи была продемонстрирована великим русским ученым А. С. Поповым 24 марта 1896 г.[1] на заседании Русского физико-химического общества. Эта линия, обеспечивавшая передачу сигналов на расстояние 250 *м*, включала все основные элементы, из которых состоит любая современная линия радиосвязи. Последнее характеризует гениальное дарование ее изобретателя и его ясную целеустремленность в работе над созданием нового средства связи. Вся аппаратура первой линии радиосвязи была изготовлена изобретателем совместно с его ближайшим помощником П. Н. Рыбкиным.

Первые линии радиосвязи использовались для передачи телеграфных сигналов. Дальнейшее развитие радиотехники позволило осуществить телефонную связь по радио, радиовещание, а затем и передачу неподвижных (фототелеграфия) и подвижных изображений (телевидение). В настоя-

---

[1] Опыт производился в здании, в котором ныне помещается Ленинградский ордена Ленина государственный университет имени А. А. Жданова.

щее время радиотехника позволяет решать ряд важных задач, которые были неразрешимы с помощью других средств. К ним относятся. определение местоположения корабля или самолета, когда отсутствует возможность использования обычных навигационных приборов (радионавигация), обнаружение самолетов в воздухе и кораблей в море на расстоя-

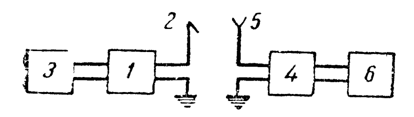


Рис. 1-1 Блок-схема линии радиосвязи.

нии в несколько десятков и сотен километров (радиолокация), управление различными механизмами, находящимися на больших расстояниях от пункта управления (радиотелемеханика), и ряд других.

1-2. НАЗНАЧЕНИЕ И ОБЛАСТИ ПРИМЕНЕНИЯ РАДИОПРИЕМНЫХ УСТРОЙСТВ И РАДИОПРИЕМНИКОВ

В технике радиоприема различают два термина: радиоприемное устройство и радиоприемник. Радиоприемным устройством принято называть систему таких радиотехнических устройств, с помощью которых может быть извлечена, надлежащим образом преобразована и использована часть энергии электромагнитного поля, создаваемого радиопередающим устройством. Радиоприемное устройство включает в себя: приемную антенну, которая извлекает энергию электромагнитного поля и превращает ее в электрические напряжения или токи соответствующей формы; радиоприемник, преобразующий эти напряжения или токи так, чтобы они могли привести в действие оконечный аппарат; оконечный аппарат, в котором нужным образом используется электрическая энергия, полученная на выходе радиоприемника.

Блок-схема радиоприемного устройства представлена на рис. 1-1 элементами *4*, *5* и *6*.

Радиоприемник является составной частью радиоприемного устройства. Радиовещательные приемники конструктивно обычно представляют одно целое с оконечным аппаратом (громкоговорителем) и очень часто работают с внутренней или с комнатной антенной. Это является

причиной того, что в радиотехнической литературе в ряде случаев термины «радиоприемное устройство» и «радиоприемник» необоснованно отождествляют.

В зависимости от назначения радиоприемного устройства выбираются тип его оконечного аппарата и остальные составные элементы. Если, например, радиоприемное устройство предназначается для приема радиотелефонных или радиотелеграфных сигналов на слух, то в качестве оконечного аппарата могут быть использованы телефоны или громкоговоритель. Простой или буквопечатающий телеграфный аппарат применяется при необходимости производить запись принимаемых телеграфных сигналов. Телефоны или громкоговорители применяются в качестве оконечных аппаратов радиоприемных устройств, предназначенных для приема радиовещательных программ. В радиоприемных устройствах для телевидения и радиолокации в качестве оконечных аппаратов используются электронно-лучевые трубки. В радиотелемеханических и радионавигационных системах оконечными аппаратами радиоприемных устройств обычно служат всевозможные электромеханические устройства: реле, указательные приборы, сервомоторы и т. п.

Все радиоприемники обычно разделяют на две группы: профессиональные и радиовещательные. П р о ф е с с и о н а л ь н ы е п р и е м н и к и предназначаются для выполнения специальных технических задач: радиосвязь, радиолокация, радионавигация, радиотелемеханика и т. п. Р а д и о в е щ а т е л ь н ы е п р и е м н и к и служат для приема звуковых и телевизионных программ.

Кроме того, радиоприемники можно классифицировать по ряду их характерных свойств: характеру принимаемых сигналов (радиотелеграфные, радиотелефонные, телевизионные, радиолокационные), конструктивному выполнению (стационарные, самолетные, автомобильные, корабельные), источникам питания (постоянного, переменного тока или универсальные), выходной мощности, диапазонам частот принимаемых сигналов и т. п.

1-3. ОСНОВНЫЕ БЛОК-СХЕМЫ РАДИОПРИЕМНИКОВ

Рассмотрим три основные функции приемника. В настоящее время число радиопередатчиков очень велико. Поэтому в приемной антенне одновременно создается много различных электродвижущих сил (э. д. с.). При приеме обычно интересует сигнал только одного передатчика, который на-

зывают полезным сигналом. Остальные э. д. с., наводимые в антенне, принято называть помехами. Приемник должен пропустить на свой выход (к оконечному прибору) только полезный сигнал и отсеять все мешающие. Следовательно, он должен обладать избирательными свойствами и в нем должны быть специальные избирательные (селективные) элементы. Как правило, сигналы различных передатчиков отличаются друг от друга по несущей частоте. Поэтому в качестве избирательных элементов приемника применяют резонансные контуры. Настраивая эти контуры на несущую частоту передатчика, сигнал которого должен быть принят, можно добиться того, что на контурах э. д. с. этого сигнала будет значительно больше э. д. с. сигналов других (мешающих) передатчиков.

Оконечные приборы радиоприемных устройств в подавляющем большинстве случаев не могут быть приведены в действие высокочастотными токами или напряжениями, создаваемыми в приемной антенне. Так, если к подвижной катушке громкоговорителя подвести высокочастотное модулированное напряжение даже с очень большой амплитудой, то катушка громкоговорителя останется неподвижной и никаких звуковых сигналов не будет слышно. Объясняется это инерционностью подвижной системы громкоговорителя. Кроме того, высокочастотный ток в звуковой катушке практически был бы ничтожно мал, так как ее индуктивное сопротивление для токов высокой частоты велико. Поэтому в радиоприемниках высокочастотные модулированные сигналы должны быть преобразованы в такие низкочастотные, форма которых соответствует форме модулирующего напряжения в передатчике. Это преобразование в радиотехнике принято называть детектированием, а каскады, его выполняющие, — детекторами.

Для нормальной работы оконечных приборов обычно требуется напряжение сигнала порядка единиц и десятков вольт; э. д. с. сигнала в приемной антенне редко бывает более единиц милливольт. Поэтому приемник должен обеспечивать достаточно большое усиление принимаемого сигнала.

В гл. 8 будет показано, что для нормальной работы детектора к нему нужно подвести сигнал с амплитудой не менее 0,5—3 *в*. Следовательно, в общем случае приемник должен содержать усилительные каскады как до, так и после детектора. Усилительные каскады, предшествующие детектору, усиливают недетектированный высокочастотный

сигнал и поэтому называются усилителями высокой частоты[1].

Каскады, следующие за детектором, усиливают продетектированный, т. е. низкочастотный сигнал. Их принято называть усилителями низкой или звуковой частоты. С целью получения требующегося усиления в усилителях высокой и низкой частот приемника может быть по нескольку каскадов.

Так как модулирующие напряжения различных передатчиков по своему характеру мало отличаются друг от друга, то после детектора практически нельзя отделить низкочастотный полезный сигнал от мешающих. Поэтому избира-

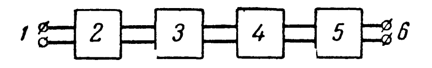


Рис. 1-2. Блок-схема радиоприемника прямого усиления.

тельные элементы должны быть до детектора, т. е. в усилителе высокой частоты. С целью улучшения избирательных свойств приемника между его входными зажимами и лампой первого каскада усилителя высокой частоты обычно включают один или несколько связанных контуров. Эти элементы принято называть входной цепью.

Кроме улучшения избирательности, входная цепь позволяет подключать к приемнику в процессе эксплуатации различные антенны, не нарушая его нормальной работы.

Таким образом, блок-схема типового приемника должна быть такой, как показано на рис. 1-2. Здесь: *1* — входные зажимы; *2* — входная цепь; *3* — усилитель высокой частоты; *4* — детектор; *5* — усилитель низкой частоты; *6* — выходные зажимы. Элементы блок-схемы, находящиеся до детектора, принято называть высокочастотной частью приемника, а элементы, стоящие после детектора, — низкочастотной.

Отличительной особенностью приемника, блок-схема которого приведена на рис. 1-2, является то, что в его высокочастотной части происходит только усиление сигнала без изменения его несущей частоты (прямое усиление). Поэтому такие приемники принято называть приемниками прямого

[1] Термин «высокая частота» надо понимать здесь несколько условно, так как в общем случае диапазон частот в усилителях низкой частоты может достигать нескольких мегагерц, однако рабочие частоты «высокочастотных» цепей радиоприемника будут всегда выше рабочих частот его «низкочастотных» цепей.

усиления. В приемниках прямого усиления, предназначенных для приема сильных сигналов, может не быть усилительных каскадов, как, например, в детекторных приемниках. Но без детектора и входной цепи, обеспечивающей минимально необходимую избирательность, приемник не может быть построен.

У приемников, работающих в диапазоне частот, контуры входной цепи и усилителя высокой частоты должны быть перестраивающимися. Как будет показано в гл. 5, усиление и избирательность каскадов зависят от частоты и ухудшаются с ее ростом. Вследствие этого усиление и избирательность приемников прямого усиления ухудшаются по мере роста рабочей частоты. Уже в диапазоне коротких волн они не могут обеспечить нужной избирательности и достаточного усиления и поэтому не способны принимать сигналы дальних станций. На частотах выше 10—20 *Мгц* построить высококачественный приемник прямого усиления очень трудно.

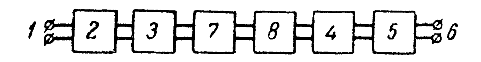


Рис. 1-3. Блок-схема супергетеродинного радиоприемника.

Указанные недостатки приемников прямого усиления в значительной степени устраняются, если приемник построить по другой блок-схеме, изображенной на рис. 1-3. Здесь: *1* — входные зажимы; *2* — входная цепь; *3* — усилитель высокой частоты; *4* — детектор; *5* — усилитель низкой частоты; *6* — выходные зажимы; *7* — преобразователь частоты; *8* — усилитель промежуточной частоты. Такие приемники принято называть супергетеродинными.

Супергетеродинный приемник отличается от приемника прямого усиления наличием двух дополнительных элементов: преобразователя частоты и усилителя промежуточной частоты.

Преобразователь частоты служит для преобразования высокочастотных сигналов, поступающих на его вход, в другие высокочастотные сигналы. Это преобразование заключается в изменении несущей частоты без нарушения закона модуляции. Преобразователь обычно строят так, что несущая частота напряжения на его выходе постоянна и не зависит от несущей частоты принимаемых сигналов. Несущую частоту напряжения, полученного на выходе преобразователя частоты, принято называть промежуточной ча-

стотой приемника, так как она обычно занимает промежуточное значение между несущей частотой сигнала и частотами модулирующих его напряжений.

Усилитель промежуточной частоты служит для повышения напряжения, полученного на выходе преобразователя частоты. Благодаря постоянству промежуточной частоты контуры этого усилителя в процессе эксплуатации приемника не перестраиваются. Последнее позволяет применять в каждом каскаде усилителя промежуточной частоты не один, а несколько связанных контуров без существенного усложнения конструкции приемника. Это в значительной степени улучшает избирательные свойства каскада усилителя промежуточной частоты и делает их независимыми от частоты принимаемого сигнала. Выбор промежуточной частоты ниже несущей частоты сигнала также способствует улучшению избирательности усилителя и увеличению его коэффициента усиления. Эти обстоятельства и позволяют получать лучшую избирательность и большее усиление в супергетеродинном приемнике, чем в приемнике прямого усиления. По этим же причинам подавляющее большинство современных приемников строится по супергетеродинной схеме.

Несмотря на то, что блок-схема супергетеродинного приемника более сложна, он в большинстве случаев требует для своего изготовления меньшее число ламп, чем приемник прямого усиления, имеющий такие же качественные показатели. Это особенно резко проявляется на рабочих частотах выше 1—3 *Мгц*. Более подробная и количественная сравнительная оценка приемников, построенных по супергетеродинной схеме и схеме прямого усиления, дана в § 9-1.

В современных приемниках кроме элементов, указанных на рис. 1-2 и 1-3, имеется ряд вспомогательных устройств, выполняющих роль различных регуляторов. Их назначение и сочетание с основными элементами приемников описываются в гл. 12.

1-4. ОСНОВНЫЕ ТРЕБОВАНИЯ, ПРЕДЪЯВЛЯЕМЫЕ К РАДИОПРИЕМНИКАМ

Требования, которые предъявляются к радиоприемникам, определяются их целевыми назначениями и условиями эксплуатации. Для радиоприемников разных типов они могут быть неодинаковы. Но можно выделить основные из них, имеющие общий характер для радиоприемников всех типов. В соответствии с этими требованиями выделены основные

качественные показатели, по которым определяют принадлежность приемников к тому или иному классу, сравнивают приемники между собой, устанавливают пригодность их для тех или иных применений. Основные качественные показатели приемников следующие.

1. Чувствительность — способность приемника принимать слабые сигналы. Она обычно оценивается величиной э. д. с. сигнала, подводимой из антенны ко входу приемника, при которой на выходе приемника получается нормальная мощность. Нормальной принято называть мощность, равную одной десятой номинальной выходной мощности приемника (см. § 17-5). Тот из приемников считается более чувствительным, который обеспечивает нормальную выходную мощность при меньшей э. д. с., подводимой к нему из антенны.

Современные приемники имеют чувствительность от единиц до тысяч микровольт (*мкв*). Получить представление о такой их чувствительности можно на следующем примере. Энергия сигналов, достаточная для нормальной работы радиоприемника, соответствует световой энергии от лампочки карманного фонарика, находящегося на расстоянии 400—500 *км*.

Вполне очевидно, что нормальный прием слабых сигналов может быть осуществлен лишь тогда, когда уровень различных помех на выходе приемника будет ниже уровня принимаемых сигналов.

2. Избирательность — способность приемника выделять сигнал нужного передающего устройства из суммы всех э. д. с., возникающих в антенне от других передающих устройств и источников помех. Очень часто в антенне амплитуды э. д. с. помех значительно превышают амплитуду э. д. с. принимаемого сигнала. Это обстоятельство подчеркивает особую важность данного требования.

В первом приближении избирательность радиоприемника оценивается по его резонансной кривой. Типовые резонансные кривые приемников изображены на рис. 1-4. Здесь горизонтальная ось (абсцисс) является осью частот. Точке O соответствует частота f_0, на которую настроен приемник. В обе стороны от этой точки отложена величина расстройки, показывающая на сколько килогерц отличается частота э. д. с. сигнала в антенне от частоты f_0. По вертикальной оси (ординат) дано отношение э. д. с. E_A сигнала в антенне, имеющего частоту f, к э. д. с. E_{A0} сигнала с частотой f_0, при котором на выходе приемника получается

нормальная мощность. Это отношение, по существу, показывает, во сколько раз меньше усиливается приемником помеха, чем полезный сигнал. Поэтому его принято называть ослаблением. Очевидно, чем у́же резонансная кривая и ближе по форме к прямоугольной, т. е. чем круче ее боковые ветви, тем выше избирательность приемника. Таким образом, приемник с резонансной кривой *1* (рис. 1-4) обладает лучшей избирательностью, чем приемник с резонансной кривой *2*.

Полосой пропускания приемника принято называть ширину его резонансной кривой, отсчитанную при определенном ослаблении (обычно при ослаблении, равном 1,41 = 3 *дб*).

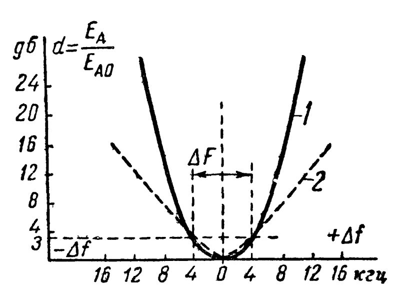


Рис. 1-4. Резонансные кривые радиоприемников.

3. Рабочий диапазон частот. Рабочим диапазоном частот приемника называют тот диапазон частот, в пределах которого он может принимать сигналы радиостанций. Некоторые приемники предназначаются для приема сигналов в очень узком диапазоне частот, другие — в очень широком. Вследствие этого такие приемники существенно отличаются по конструкции своих высокочастотных цепей.

Так, рабочий диапазон радиовещательных приемников лежит с некоторыми перерывами в пределах от 0,15 до 10—16 *Мгц*, а телевизионных — ограничивается несколькими весьма узкими участками относительно средней частоты диапазона.

Диапазон рабочих частот считается перекрывающимся, если приемник можно настроить на любую частоту этого диапазона. При этом чувствительность и избирательность приемника должны быть не хуже требующихся.

4. Качество воспроизведения принятого сигнала. В силу ряда причин, которые объяснены в последующих главах, при прохождении сигнала через отдельные каскады приемника происходят различные искажения, вызывающие ухудшение качества воспроизведения принимаемой передачи. Существует три вида искажений: частотные, фазовые и нелинейные.

2 Зак 496

Частотные искажения вызываются тем, что коэффициент усиления приемника зависит от частоты модуляции сигналов. Наличие больших частотных искажений меняет тембр звука при телефонной радиопередаче.

Степень частотных искажений оценивается по частотной характеристике, которая представляет зависимость коэффициента усиления от частоты модуляции сигнала. Типовая частотная характеристика приемника изображена на рис. 1-5. Частотные искажения принято оценивать посредством коэффициента частотных искажений. Он представляет собой отношение коэффициента усиления приемника при частоте модуляции 400 *гц* к коэффициенту усиления на верхней $F_{макс}$ и нижней $F_{мин}$ частотах модуляции, т. е.

$$M_в = \frac{K_{400}}{K_{Fмакс}} \text{ и } M_н = \frac{K_{400}}{K_{Fмин}}, \qquad (1\text{-}1)$$

где $K_{F мин}$, $K_{Fмакс}$ и K_{400}—коэффициенты усиления, соответствующие данной частоте модуляции.

Появление частотных искажений за счет непостоянства коэффициента усиления нетрудно объяснить на примере усилителя низкой частоты при усилении сигнала, состоящего из двух гармонических синусоидальных составляющих с равными амплитудами 1 *в* и частотами $F_1 = 200$ *гц* и $F_2 = 400$ *гц*. На рис. 1-6,*а* сплошными линиями *1* и *2* изображены эти составляющие, а штриховой линией *3* показана их сумма, т. е. форма напряжения сигнала на входе усилителя. Предположим, что коэффициент усиления усилителя для частот 200 и 400 *гц* соответственно равен *2* и *8*. Тогда составляющая сигнала с частотой 200 *гц* на выходе усилителя будет иметь амплитуду 2 *в*, а составляющая с частотой 400 *гц* — 8 *в*, что и изображено сплошными линиями на рис. 1-6,*б*. Сложив эти синусоиды, получим кривую результирующего сигнала на выходе усилителя, изображенную штриховой линией. Сопоставив штриховые линии рис. 1-6,*а* и 1-6,*б*, легко заметить существенную разницу в их форме. Выходное напряжение по своей форме почти повторяет кри-

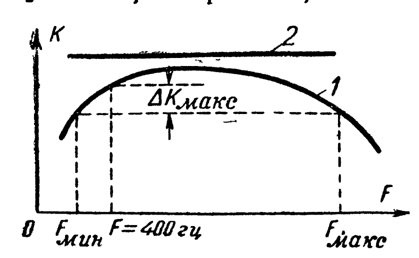


Рис. 1-5. Частотная характеристика приемника.
1—реальная; *2*—идеальная.

вую второй составляющей входного сигнала. Поэтому при прослушивании сигнала на выходе усилителя в основном будет слышен тон с частотой 400 *гц*, а тон 200 *гц* будет слышен очень слабо, что и характеризует наличие частотных искажений.

Экспериментальные исследования показали, что для хорошей передачи музыки и речи требуется, чтобы частотная

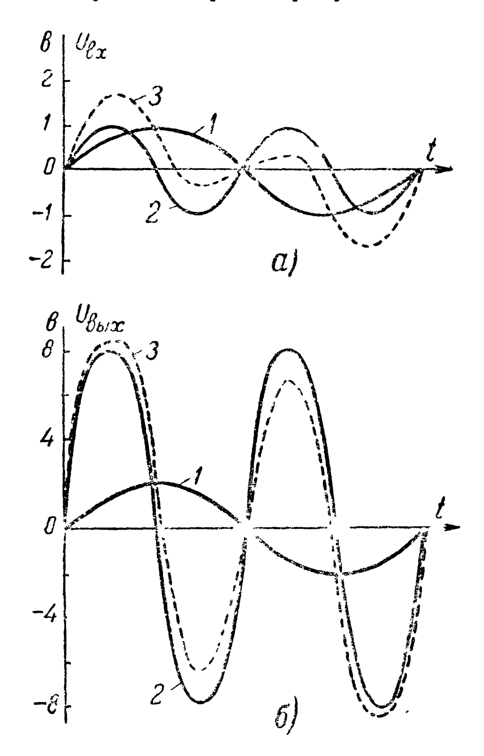


Рис. 1-6. К объяснению образования частотных искажений.

характеристика всего канала радиосвязи отклонялась не более чем на ±3 *дб* по отношению к усилению на частоте 400 *гц* в диапазоне частот от 50 до 8 000 *гц*. Для передачи речи в служебных условиях достаточно иметь частотную характеристику в диапазоне 300—3 000 *гц* с неравномерностью ±10 *дб* по отношению к усилению на частоте 1 000 *гц*.

Фазовые искажения. При прохождении сигналов через тот или иной элемент приемника происходит сдвиг по фазе между входным и выходным напряжениями

(или токами). Для отсутствия искажения формы сложного сигнала, проходящего через приемник, необходимо, чтобы этот сдвиг был пропорционален модулирующей частоте. Иначе говоря, фазовая характеристика приемника, отображающая зависимость от частоты модуляции фазового угла между огибающей сигнала и выходным напряжением,

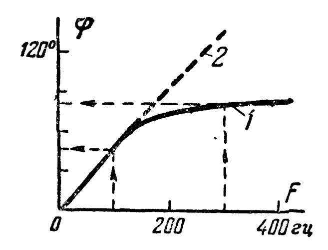
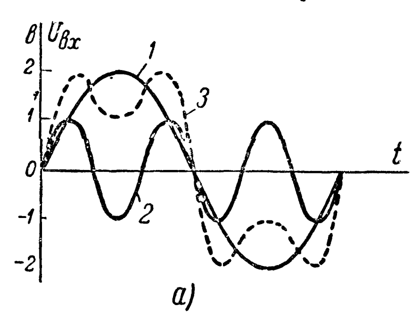


Рис. 1-7. Фазовая характеристика.
1—реальная; 2—идеальная.



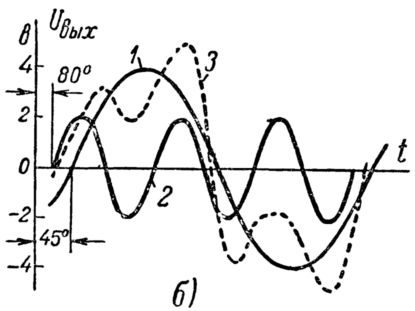


Рис. 1-8. К объяснению появления фазовых искажений.

должна быть линейной в заданном диапазоне частот (рис. 1-7).

Особенно важно выполнение этого условия при усилении коротких импульсов напряжения или тока. Нелинейность фазовой характеристики в этом случае приведет к искажению формы усиливаемого импульсного сигнала, так как фазовые соотношения между отдельными гармоническими составляющими выходного и входного импульсов будут нарушены.

Поясним сказанное. Предположим, что сигнал на входе усилителя содержит две гармонические составляющие, изображенные сплошными линиями *1* и *2* на рис. 1-8,*а*. Первая составляющая имеет частоту 100 *гц* и амплитуду 2 *в*, а вторая частоту 300 *гц* и амплитуду 1 *в*. Допустим, далее, что коэффициент усиления устройства для частот 100 и 300 *гц* одинаков и равен 2, а фазовая характеристика его соответствует кривой *1* рис. 1-7. Тогда первая составляющая сигнала, проходя через усилитель, будет задерживаться примерно на 45° (или по времени на 0,125 периода данного

колебания), а вторая — на 80° (на 0,222 периода). Нарисуем обе составляющие с учетом данного запаздывания по фазе и сложим их (рис. 1-8,*б*). В результате получим кривую *3* для выходного напряжения. Сопоставляя кривые *3* (рис. 1-8,*а* и 1-8,*б*) для входного и выходного сигналов, легко заметить различие в их форме, что и является результатом фазовых искажений усилителя.

Следует отметить, что при приеме телефонной передачи (музыка, речь) фазовые искажения не проявляются, так как человеческое ухо не различает фазовых сдвигов. Но они очень сильно сказываются при приеме телевизионных и импульсных сигналов, так как могут вызывать большие изменения формы принимаемых сигналов.

Необходимо отметить также, что для каждого устройства частотная и фазовая характеристики взаимосвязаны. Поэтому при выборе определенной формы частотной характеристики усилителя тем самым задается и форма его фазовой характеристики. За счет этого степень частотных и фазовых искажений оказываются зависимыми друг от друга.

Нелинейными называются такие искажения, при которых форма кривой приходящего сигнала искажается из-за нелинейности амплитудных характеристик различных каскадов приемника. Наибольшие нелинейные искажения вносят низкочастотные каскады приемника. Возникают они в основном вследствие нелинейности характеристик ламп. При этом в самом приемнике образуются колебания новых частот, кратных (гармонических) колебаниям модулирующего напряжения, которых не содержалось в усиливаемом сигнале. В соответствии с этим величина нелинейных искажений оценивается коэффициентом гармоник, который равен отношению действующего значения высших гармоник выходного напряжения к действующему значению его первой гармоники и определяется по формуле

$$k_г = \frac{\sqrt{U_2^2 + U_3^2 + U_4^2 + \dots}}{U_1} \cdot 100\%. \qquad (1\text{-}2)$$

Для хорошего приема музыки и речи коэффициент гармоник не должен превышать 5%, для служебной передачи речи его величина может достигать 10%.

Кроме этих четырех показателей, для сравнительной оценки радиоприемников существенную роль играет ряд таких требований, как величина номинальной выходной мощности, надежность работы, удобство управления,

экономичность и т. п. Эти требования более подробно рассмотрены в ходе последующего изложения.

Для радиовещательных приемников предъявляемые к ним требования определены ГОСТ 5651-51. На приемники специального назначения требования формулируются в соответствии с их целевым назначением.

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ ДЛЯ ПОВТОРЕНИЯ

1. Какие элементы входят в блок-схему радиоприемного устройства?
2. В чем состоит различие между радиоприемным устройством и радиоприемником?
3. Каковы основные области применения радиоприемных устройств?
4. Каковы основные функции радиоприемника и какие элементы служат для их выполнения?
5. Из каких элементов состоит блок-схема приемника прямого усиления и каково их назначение?
6. Какие дополнительные элементы имеются в блок-схеме супергетеродинного приемника и каково их назначение?
7. Какие основные качественные показатели характеризуют радиоприемник?

ГЛАВА ВТОРАЯ

НЕКОТОРЫЕ СВЕДЕНИЯ О ПРИЕМНЫХ АНТЕННАХ

2-1. НАЗНАЧЕНИЕ ПРИЕМНОЙ АНТЕННЫ И ЕЕ ОСНОВНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ

Как передающие, так и приемные антенны не входят в курс радиоприемных устройств. Поэтому в данной главе даются только некоторые сведения о свойствах приемных антенн, необходимые для объяснения вопросов, связанных с общей оценкой приемного устройства.

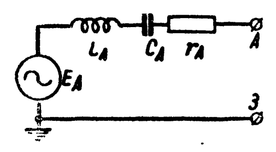


Рис. 2-1. Эквивалентная схема приемной антенны.

При изучении вопросов взаимодействия приемной антенны со входом приемника ее удобно заменять эквивалентной схемой. Эквивалентная схема антенны для длинных и средних волн может быть представлена в виде последовательного контура, в который включен генератор э. д. с. (рис. 2-1). Величина этой э. д. с. соответствует реальной э. д. с., создающейся в антенне за счет энергии принимаемой электромагнитной волны, и определяется соотношением

$$E_A = Eh_\partial, \qquad (2\text{-}1)$$

где E — напряженность электромагнитного поля в точке приема;

$h_д$ — действующая высота антенны.

Для средних по размерам радиоприемных антенн величины элементов ее эквивалентной схемы обычно бывают следующие:

$$L_A = 20 \ мкгн; \ C_A = 200 \ пф; \ r_A = 25 \ ом. \qquad (2\text{-}2)$$

При увеличении размеров приемной антенны ее действующая высота, емкость и индуктивность обычно растут.

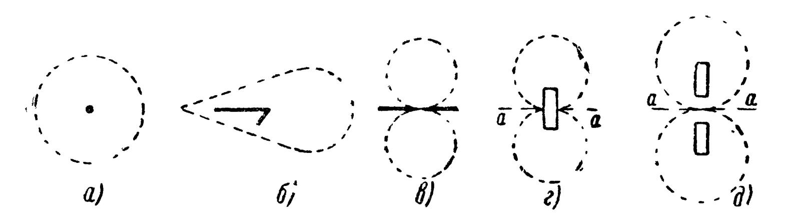


Рис. 2-2. Диаграммы направленности в горизонтальной плоскости.
а—для вертикальной антенны; *б*—для Г-образной антенны; *в*—для горизонтального полуволнового вибратора; *г*—для рамочной антенны; *д*—для магнитной антенны.

Поэтому выгодно иметь антенну возможно больших размеров, так как в этом случае э. д. с., создающаяся в ней, будет больше.

Кроме указанных параметров, приемные антенны характеризуются коэффициентом направленного действия, формой характеристики направленности и рядом других.

Коэффициентом направленного действия антенны называют число, показывающее, во сколько раз надо увеличить мощность, подводимую к совершенно ненаправленной антенне, по отношению к мощности, подводимой к данной антенне, чтобы напряженность поля в равноудаленных от обеих антенн точках была одинакова. Величина коэффициента направленного действия зависит от ориентации приемной антенны относительно передающей. Зависимости этого коэффициента от азимута и угла места определяют характеристики направленности антенны. На рис. 2-2 приведены характеристики направленности в горизонтальной плоскости для основных типов приемных антенн.

2-2. ОСНОВНЫЕ ТИПЫ ПРИЕМНЫХ АНТЕНН И ЗАВИСИМОСТЬ ИХ ПАРАМЕТРОВ ОТ КОНСТРУКЦИИ

В радиолюбительской практике наибольшее распространение имеют простейшие ненаправленные и слабо направленные приемные антенны. Применение остронаправленных антенн нецелесообразно, так как радиовещательные станции обычно расположены более или менее равномерно во всех направлениях относительно антенны. Изготовление длинноволновых и коротковолновых подвижных направленных антенн весьма сложно и в любительских условиях возможно лишь в виде рамочных и магнитных антенн.

В городах в настоящее время большим распространением пользуются вертикальные антенны с увеличенной емкостью на конце, так называемые «метелочные» антенны. Для антенны в виде вертикального провода длиною h действующая высота

$$h_д \approx (0,5 \div 0,6)\, h, \qquad (2\text{-}3)$$

а для антенны типа „метелка"

$$h_д \approx (0,6 \div 0,7)\, h. \qquad (2\text{-}4)$$

В случае применения Г-образной или Т-образной антенн с достаточно длинным горизонтальным проводом их действующая высота может быть рассчитана по формуле

$$h_д \approx h. \qquad (2\text{-}5)$$

В выражениях (2-4) и (2-5) h представляет собой разность между высотами подвеса верхней точки антенны и нижнего конца ее снижения. Для антенн, выполненных в виде наклонно подвешенного провода, действующая высота может быть рассчитана по формуле (2-5).

Действующая высота рамочной антенны зависит от длины волны принимаемых сигналов и равна

$$h_д = \frac{6,28 n S}{\lambda}, \qquad (2\text{-}6)$$

где n — число витков рамки; S — площадь одного ее витка, выраженная в квадратных метрах; λ — длина волны принимаемых сигналов в метрах. При использовании рамочных антенн для работы в диапазоне частот их действующая высота будет наименьшей на минимальной частоте рабочего диапазона.

В последнее время начинают применяться так называемые **магнитные антенны** (см. журнал «Радио» № 8 за 1954 г.), которые менее чувствительны к промышленным помехам, имеют весьма малые размеры при достаточной действующей высоте и обладают направленными свойствами. Их параметры и, в частности, действующая высота существенно зависят от конструкции антенны и материала магнитного сердечника. В диапазоне частот действующая высота растет прямо пропорционально частоте, причем для длинных и средних волн ее минимальное значение лежит обычно в пределах от 0,02 до 0,5 *м*.

Собственная емкость C_A и индуктивность L_A антенны пропорциональны ее длине. Их точный расчет довольно сложен, так как трудно учесть влияние предметов, близко расположенных к антенне (крыша и стены дома и т. п.). Однако точное значение этих параметров важно знать лишь в тех случаях, когда антенная цепь приемника является настроенной. В диапазоне же длинных, средних и коротких волн в радиоприемных устройствах применяются обычно ненастроенные антенные цепи. Поэтому при расчетах для определения собственной емкости и индуктивности антенны можно пользоваться следующими приближенными формулами:

$$C_A \approx (4 \div 8)\, l, \qquad (2\text{-}7)$$

$$L_A \approx (0{,}5 \div 1)\, l, \qquad (2\text{-}8)$$

где C_A — в *пф*; L_A — в *мкгн*; l — общая длина провода антенны, *м*. Если расстояние основной части проводов антенны от местных предметов составляет не более 0,5 ÷ 1 *м*, то в формуле (2-7) следует брать большее значение численного коэффициента, а если более 2—3 *м* — меньшее. При расчете емкости метелочных антенн должна учитываться длина всех усиков метелки.

Индуктивность одиночного провода повышается с уменьшением его диаметра. Поэтому в формуле (2-8) меньшее значение численного коэффициента следует брать тогда, когда диаметр провода антенны превышает 2 *мм*, а большее — когда он меньше 1 *мм*.

Пример 2-1. Определить основные параметры антенны, выполненной в виде наклонного провода диаметром 1 *мм* и длиной 12 *м*. Верхняя точка антенны подвешена на уровне 25 *м* от земли, а нижняя — на уровне 18 *м*. Провод антенны находится на расстоянии менее 1 *м* от стены дома.

Согласно выражению (2-5) $h_д = 25 - 18 = 7$ *м*. Из формулы (2-7) находим емкость антенны, полагая численный коэффициент равным 6, $C_A = 6 \cdot 12 = 72$ *пф*. Пользуясь формулой (2-8) и принимая большее значение численного коэффициента, найдем $L_A = 1 \cdot 12 = 12$ *мкгн*.

Пример 2-2. Определить основные параметры комнатной антенны, выполненной в виде вертикального провода диаметром 1 *мм* и длиной 1,5 *м*, подвешенного на расстоянии 0,5 *м* от стены.

Согласно формулам (2-3), (2-7) и (2-8) находим: $h_д = 0{,}5h = 0{,}5 \cdot 1{,}5 = 0{,}75$ *м*; $C_A = 8l = 8 \cdot 1{,}5 = 12$ *пф*; $L_A = 1l = 1 \cdot 1{,}5 = 1{,}5$ *мкгн*.

Пример 2-3. Рассчитать основные параметры метелочной антенны, имеющей 15 усиков длиной по 20 *см* и выполненной из провода диаметром 2 *мм*. Разность высоты подвеса концов антенны 15 *м*, длина провода снижения 20 *м*. Снижение антенны идет на расстоянии 0,5 *м* от стены дома.

По формулам (2-4), (2-7) и (2-8) получим: $h_д = 0{,}7h = 10{,}5$ *м*; $L_A = 1 \cdot 20 = 20$ *мкгн*; $C_A = 8\,(20 + 0{,}2 \cdot 15) = 184$ *пф*

2-3. АНТЕННЫ, ПОЗВОЛЯЮЩИЕ ОСЛАБЛЯТЬ ДЕЙСТВИЕ ВНЕШНИХ ПОМЕХ

Кроме полезных сигналов, в антенне создаются также напряжения помех, вызываемые атмосферными явлениями и различными промышленными установками. Для улучшения качества приема необходимо возможно больше повысить отношение э. д. с. полезного сигнала к действующему значению напряжений помех $\left(\text{т. е. отношение } \frac{\text{сигнал}}{\text{помеха}}\right)$ на выходе антенны. На первый взгляд может показаться, что этого можно добиться, увеличив действующую высоту антенны. Однако при увеличении действующей высоты наряду с повышением э. д. с. полезного сигнала возрастет и уровень помех, в результате чего отношение $\frac{\text{сигнал}}{\text{помеха}}$ на выходе антенны остается прежним.

Отношение $\frac{\text{сигнал}}{\text{помеха}}$ на выходе приемной антенны определяется в основном отношением напряженностей полей полезного сигнала и помех в месте расположения антенны. Напряженность поля электромагнитной волны уменьшается при удалении от излучающего ее источника. Этот закон справедлив как для полезных сигналов, так и для помех, воспринимаемых через антенну.

В крупных населенных пунктах основные источники помех (трамвай, троллейбус, автомашины) обычно располагаются вблизи поверхности земли. Напряженность поля полезных сигналов практически не зависит от высоты подъема

над землей. Передающие радиостанции значительно удалены от приемных, поэтому перемещение приемной антенны на несколько десятков метров существенно не изменит общего расстояния между ней и передающей антенной. Кроме того, из-за поглощения энергии электромагнитных волн поверхностью земли и особенно железными конструкциями зданий напряженность поля полезных сигналов при приближении к поверхности земли несколько снижается. Следовательно, отношение напряженностей полей полезного сигнала и промышленных помех увеличивается по мере подъема над поверхностью земли. Поднимая приемную антенну, мы повышаем отношение $\frac{\text{сигнал}}{\text{промышленная помеха}}$ на ее выходе и тем самым улучшаем качество приема.

Напряженность полей атмосферных помех и мешающих станций, как и напряженность поля полезного сигнала, не зависят от расстояния до поверхности земли. Поэтому ослабить действие этих помех применением наружной высоко подвешенной антенны невозможно.

При подъеме антенны над поверхностью земли в большинстве случаев увеличивается ее вертикальная часть — провод снижения. При этом нижняя часть снижения, как правило, находится близко к поверхности земли, т. е. в зоне больших промышленных помех. В результате отношение $\frac{\text{сигнал}}{\text{промышленная помеха}}$ на выходе антенны оказывается низким и заметного выигрыша от применения наружной антенны по сравнению с комнатной не получается. Для устранения отмеченного недостатка необходимо нижнюю часть снижения наружной антенны сделать нечувствительной к воздействию промышленных помех, например, экранировать.

Экранированная часть снижения не будет участвовать в приеме не только помех, но и полезных сигналов. Поэтому действующая высота такой антенны определяется только той ее частью, которая не экранирована. Применение антенн с экранированным снижением дает тем больший выигрыш по сравнению с комнатными антеннами, чем ниже расположен приемник и чем ближе он к улицам с интенсивным трамвайным и автомобильным движением.

При наличии экранированного снижения емкость и индуктивность эквивалентной схемы антенны следует рассчитывать так.

Сначала рассчитать эти параметры для неэкранированной части антенны, а затем к каждому из полученных па-

раметров прибавить емкость и индуктивность экранированного снижения.

Емкость и индуктивность экранированного снижения можно рассчитывать по формулам

$$C_{сн} = C_0 l,$$

$$L_{сн} = L_0 l.$$

Здесь C_0 — погонная емкость, *пф/м*; L_0 — погонная индуктивность для экранированного снижения, *мкгн/м*; l — длина снижения, *м*. Для кабелей эти величины приводятся в справочниках, а для самодельных снижений лучше их измерять соответствующими измерительными приборами.

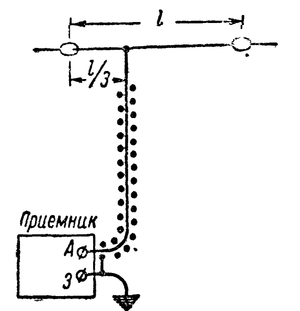


Рис. 2-3. Эскиз антенны с экранированным снижением.

Хорошее ослабление действия промышленных помех дает несимметричная Т-образная антенна, изображенная на рис. 2-3. Снижение этой антенны присоединяется к точке горизонтальной части, расположенной на расстоянии $\frac{1}{3}$ ее длины. Провод снижения заключается в резиновую трубку диаметром 8—12 *мм*. Поверх трубки спиралью с шагом 0,5—1 *см* наматывается медный провод диаметром 0,5—0,6 *мм*, который и служит экраном. Нижний конец этого провода присоединяется к зажиму «земля» приемника, а верхний закрепляется на резиновой трубке на расстоянии 0,5—1 *м* от горизонтальной части антенны, если последняя поднята над крышей на 2—4 *м*, и на расстоянии 1—3 *м* при высоте подвеса горизонтальной части более 6—7 *м*. Увеличение неэкранированной части снижения повышает действующую высоту антенны и громкость приема дальних станций.

Общая высота подвеса горизонтальной части антенны над уровнем земли должна быть не менее 25—35 *м*. Чем выше подвешена антенна, тем в большей степени будут ослаблены промышленные помехи и лучше будут слышны дальние станции. Поэтому, если приемник находится в малоэтажном доме, горизонтальную часть антенны целесообразно установить над соседним многоэтажным домом, наиболее удаленным от улиц с оживленным трамвайным и автомобильным движением. Горизонтальную часть антенны

следует располагать по возможности перпендикулярно ближайшим токонесущим проводам трамвая или троллейбуса. Длину горизонтальной части антенны не следует брать более 15—25 *м*.

При отсутствии резиновой трубки снижение и экранирующий провод можно сделать из провода типа СРГ.

Еще большее ослабление помех достигается при использовании в качестве снижения телевизионного кабеля типа РК, но при этом горизонтальную часть антенны нужно делать из провода не тоньше 1,5—2 *мм*, так как вес снижения из телевизионного кабеля будет значительным.

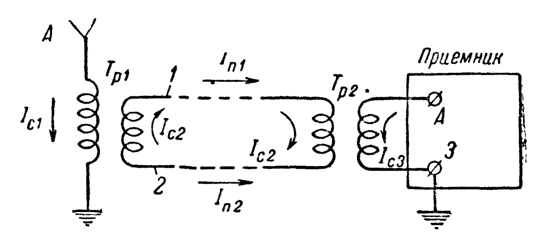


Рис. 2-4. Схема антенны с двухпроводным неэкранированным снижением

Хорошее ослабление промышленных помех дает применение двухпроводного неэкранированного снижения. Сущность действия такого снижения можно уяснить из рис. 2-4. Высокочастотный трансформатор $Тр_1$ расположен вблизи горизонтальной части антенны, а трансформатор $Тр_2$ непосредственно у зажимов приемника «антенна» — «земля». Вторичная обмотка трансформатора $Тр_1$ соединена с первичной обмоткой трансформатора $Тр_2$ двумя неэкранированными проводами *1* и *2*, которые собственно и образуют снижение антенны. Ток сигнала I_{c1}, протекая по первичной обмотке трансформатора $Тр_1$, создает в его вторичной обмотке ток I_{c2}. Последний протекает по проводам *1* и *2* и замыкается через первичную обмотку трансформатора $Тр_2$, наводя в его вторичной обмотке ток I_{c3}, который и подводится ко входу приемника.

Помехи воздействуют на оба провода снижения *1* и *2*, создавая в них токи помехи $I_{п1}$ и $I_{п2}$. Эти токи протекают в одном направлении, так как провода *1* и *2* параллельны друг другу. Через первичную обмотку трансформатора $Тр_2$ токи $I_{п1}$ и $I_{п2}$ протекают в противоположных направлениях, вследствие чего э. д. с., наводимые ими во вторичной обмотке трансформатора $Тр_2$, имеют противоположные фа-

зы и взаимно компенсируются. Следовательно, на вход приемника напряжение помехи, воздействующей на провода снижения, не попадет. Но те помехи, которые воздействуют на горизонтальную часть антенны, пройдут ко входу приемника наравне с э. д. с. сигнала. Поэтому антенна с двухпроводным снижением будет эффективна в том случае, когда помехи в основном действуют на снижение.

Опыт показывает, что двухпроводное снижение особенно хорошо ослабляет внутридомовые помехи (помехи от электрических звонков, плохих контактов электронагревательных приборов, электродвигателей, светящихся реклам, электромедицинской аппаратуры и т. п.). Конструкция подобной антишумовой антенны, дающей хорошие результаты в диапазоне частот от 0,15 до 19,0 *Мгц*, описана в журнале «Радиофронт» № 6 за 1936 г. В длинноволновом диапазоне она позволяет повысить отношение $\frac{\text{сигнал}}{\text{промышленная помеха}}$ в 50—100 раз, а в диапазоне средних волн в 30—70 раз.

Как в антенне с экранированным, так и с двухпроводным снижением необходимо возможно выше подвешивать горизонтальную часть и располагать ее перпендикулярно проводам трамвайной и троллейбусной сети. Если длина снижения не превышает 5—8 *м* (приемник установлен в верхнем этаже здания), антенны с экранированным и двухпроводным снижением не дают существенного выигрыша в отношении $\frac{\text{сигнал}}{\text{промышленная помеха}}$ по сравнению с комнатной антенной.

При невозможности применения высоко подвешенных антенн с экранированным или двухпроводным снижениями отношение $\frac{\text{сигнал}}{\text{помеха}}$ на выходе приемной антенны можно повысить, используя ее направленные свойства. При этом антенна должна быть вращающейся. Наиболее удобно применять для этого рамочные и магнитные антенны.

Из рис. 2-2,*г* и *д* видно, что у рамочной и магнитной антенн максимум силы принимаемых сигналов выражен слабо, а минимум очень резко. Вращая такую антенну, можно линию *а — а* наименьшей чувствительности направить на наиболее сильный источник помех. При этом напряжение полезного сигнала на выходе антенны уменьшится мало, а напряжение помехи будет очень сильно ослаблено. Следовательно, вращая такие антенны, нужно добиваться

не максимума силы приема полезного сигнала, а минимума действия помехи. Промышленные помехи чаще всего имеют большую электрическую и малую магнитную составляющие электромагнитного поля. Рамочная же и магнитная антенны в основном реагируют на магнитную составляющую поля. Поэтому применение этих типов антенн позволяет значительно ослабить действие промышленных помех и улучшить качество приема. Следует отметить, что вход приемника для рамочной антенны должен быть симметричным (см. § 4-2).

Так как действующая высота рамочных и магнитных антенн не превышает 0,02—0,5 *м*, их можно применять только в приемниках, обладающих высокой чувствительностью.

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ ДЛЯ ПОВТОРЕНИЯ

1. Какие характеристики имеют радиоприемные антенны?
2. Какова эквивалентная схема приемной антенны?
3. От каких параметров антенны зависит величина возникающей в ней э. д. с. сигнала?
4. Какова связь между основными параметрами приемной антенны и ее геометрическими и конструктивными данными?
5. Можно ли поднять отношение $\frac{\text{сигнал}}{\text{помеха}}$ на выходе приемной антенны, увеличивая ее действующую высоту?
6. Какими способами можно повышать отношение $\frac{\text{сигнал}}{\text{помеха}}$ на выходе приемной антенны при различных видах помех?
7. В каких случаях с целью ослабления действия помех имеет смысл заменять комнатную антенну на наружную?
8. Каковы основные принципы построения антенн, позволяющих снижать действие промышленных помех?
9. В чем заключаются преимущества и недостатки рамочных и магнитных антенн?

ЗАДАЧИ

1. Рассчитать э. д. с. сигнала и помехи в антенне, параметры которой приведены в примере 2-2, если напряженности полей сигнала и помехи соответственно равны 40 и 16 *мкв/м*.

Ответ: 30 и 12 *мкв*.

2. Определить число витков квадратной рамочной антенны со стороной квадрата 0,5 *м*, при котором ее действующая высота будет равна 0,2 *м* на частоте 1 000 *кгц*.

Ответ: 32 витка.

ГЛАВА ТРЕТЬЯ

НЕКОТОРЫЕ СВЕДЕНИЯ ОБ ОКОНЕЧНЫХ ПРИБОРАХ РАДИОПРИЕМНЫХ УСТРОЙСТВ

3-1. НАЗНАЧЕНИЕ ОКОНЕЧНЫХ ПРИБОРОВ И ИХ ПАРАМЕТРЫ ОПРЕДЕЛЯЮЩИЕ РАБОТУ РАДИОПРИЕМНИКА

Оконечный прибор является тем элементом, в котором используется выходной сигнал приемника. В радиовещательных приемниках оконечным прибором служит громкоговоритель, в телевизорах — громкоговоритель и электронно-лучевая трубка. Во многих радиоприемных устройствах специального назначения оконечные приборы воздействуют на различные регулирующие и управляющие органы всевозможных машин и приборов. Так, в радиотелеуправляемых электростанциях оконечные приборы радиоприемных устройств воздействуют на регуляторы турбин и генераторов, позволяя нужным образом изменять режим их работы; в управляемых по радио самолетах — на органы управления рулями, двигателем и т. п. Следовательно, требования к оконечным приборам определяются теми устройствами, для которых предназначается данный радиосигнал. В свою очередь оконечные приборы накладывают ряд определенных требований на характеристики отдельных каскадов и всего приемника в целом.

Из сказанного следует, что оконечные приборы радиоприемных устройств являются преобразователями электрической энергии в другие виды энергии: энергию звуковых и световых колебаний, механическую, тепловую и т. п. Поэтому их основными параметрами, определяющими требования к радиоприемнику, являются форма и мощность входного сигнала, а также характер и величина входного сопротивления. Например, если в приемнике используется громкоговоритель мощностью 4 *вт* с сопротивлением звуковой катушки 12 *ом*, то приемник должен быть построен так, чтобы его выходной каскад был рассчитан на работу с указанным сопротивлением нагрузки и отдавал в нее мощность 4 *вт*.

3-2. ОКОНЕЧНЫЕ ПРИБОРЫ РАДИОТЕЛЕФОННЫХ И РАДИОВЕЩАТЕЛЬНЫХ ПРИЕМНЫХ УСТРОЙСТВ

Оконечный прибор радиотелефонных и радиовещательных приемных устройств должен преобразовать выходное напряжение приемника в звуковые колебания, соответствую-

щие передаваемым звуковым сигналам. Такими преобразователями являются телефоны и громкоговорители. Специфической особенностью всех этих приборов является, то что их частотные характеристики, отображающие зависимость звукового давления от частоты подводимых электрических колебаний при постоянной мощности последних, неравномерны и имеют резкие провалы и пики, достигающие 10—20 *дб*. Эта неравномерность частотных характеристик телефонов и особенно громкоговорителей объясняется резонансными свойствами отдельных элементов их конструкций.

Резонансные частоты отдельных элементов громкоговорителя обычно находятся в диапазоне его рабочих частот. Наиболее сильные неравномерности частотной характеристики в области низких частот объясняются резонансом всей подвижной системы громкоговорителя и резонансом ящика, в котором он смонтирован. В области верхних частот всплески частотной характеристики получаются вследствие резонанса звеньев гофрированной части диффузора.

Для уменьшения искажений, вносимых всем радиоприемным устройством, частотную характеристику приемника следует выбирать так, чтобы она по возможности компенсировала наиболее широкие и большие по амплитуде пики и провалы в частотной характерстике громкоговорителя. Так, например, если громкоговоритель вместе с ящиком дают пик в области низких частот (кривая *1* рис. 3-1), то, подбирая соответствующим образом характеристику приемника в области низких частот (кривая *2* рис. 3-1), можно получить достаточно равномерную частотную характеристику всего приемного тракта (кривая *3*). Исследования качества воспроизведения при различных формах частотной характеристики громкоговорителя и приемника показали, что пики и провалы в частотной характеристике громкоговорителя не

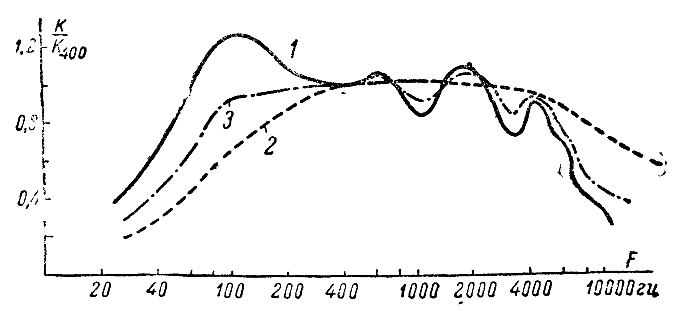


Рис. 3-1. К вопросу о выборе частотной характеристики приемника.

вызывают больших искажений, если их ширина не превышает 10—20% от резонансной частоты, а величина — 10—12 *дб*. Поэтому такие неравномерности в частотной характеристике громкоговорителя компенсировать не имеет смысла.

При размещении громкоговорителя в ящике частотная характеристика системы зависит от формы и размеров ящика и места закрепления громкоговорителя в нем. На рис. 3-2 приведены частотные характеристики электродина-

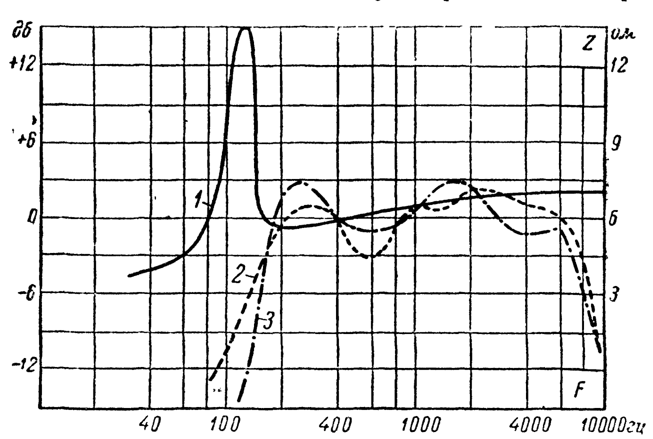


Рис. 3-2. Частотные характеристики громкоговорителя 0,5ГД-2.

мического громкоговорителя типа 0,5ГД-2 с постоянным магнитом, помещенного в различные ящики. Кривая *1* соответствует изменению сопротивления катушки громкоговорителя без ящика. Из нее следует, что на частоте 120 *гц* имеет место резкий резонансный пик. Кривая *2* снята для случая, когда громкоговоритель установлен в ящике от приемника «Рекорд» размерами 45×18×12 *см*, а кривая *3* в ящике от приемника «Москвич» 29×18×14 *см*. Сопоставление кривых *2* и *3* показывает, что с уменьшением размеров ящика воспроизведение низких частот ухудшается.

С целью получения более равномерной частотной характеристики громкоговоритель следует размещать не в центре передней стенки ящика, а несколько ближе к одному из ее углов.

Сопротивления звуковых катушек громкоговорителей современных приемников колеблется в пределах от 2 до 12 *ом*, а потребляемая мощность от 0,1 до 8 *вт*. Эти данные громкоговорителя всегда приводятся в его паспорте.

3-3. ОКОНЕЧНЫЕ ПРИБОРЫ ТЕЛЕВИЗИОННЫХ И РАДИОЛОКАЦИОННЫХ ПРИЕМНЫХ УСТРОЙСТВ

Оконечными приборами современных телевизионных устройств служат электронно-лучевые трубки. Для получения изображения на экране трубки необходимо соответствующим образом управлять движением электронного луча по экрану и изменять плотность луча. Следовательно, к электронно-лучевой трубке с выхода телевизионного приемника должны подаваться два типа напряжений или токов: одни для управления движением луча по экрану, а вторые для регулировки силы электронного потока.

Управление движением луча осуществляется воздействием электрического или магнитного полей на электронный поток трубки. В соответствии с этим трубки изготовляют с электростатическим и магнитным отклонением луча. В случае использования трубок с электростатическим отклонением луча на их отклоняющие пластины подводится напряжение пилообразной формы с перепадом в 300—500 *в*. Потребляемая мощность при этом очень мала. Поэтому входное сопротивление трубки со стороны отклоняющих электродов можно считать бесконечно большим и нагрузку для каскадов приемника, вырабатывающих отклоняющие напряжения, полагать чисто емкостной.

В трубках с магнитным отклонением отклоняющие магнитные поля создаются током пилообразной формы, протекающим по специальным катушкам, которые расположены вдоль поверхности цилиндрической части трубок. Число витков отклоняющих катушек обычно невелико, и поэтому для создания требующегося магнитного поля к ним приходится подводить пилообразные токи с перепадом в 50—200 *ма*.

Таким образом, при использовании трубок с электростатическим отклонением каскады, вырабатывающие пилообразное напряжение, должны содержать лампы, потребляющие меньший анодный ток (и мощность), чем в случае применения трубок с магнитным отклонением. Однако в настоящее время качество изображения при больших экранах в трубках с магнитным отклонением получается несколько лучшим, почему они пока еще имеют большее распространение.

Для регулировки силы электронного потока в трубках независимо от способа отклонения луча требуется напряжение сигнала 30—50 *в*. Энергия при этом практически не расходуется. Поэтому нагрузку выходного каскада телеви-

зионного приемника по каналу изображения можно считать емкостной, соответствующей входной емкости трубки.

Итак, при использовании электронно-лучевой трубки в качестве оконечного прибора радиоприемного устройства приемник должен иметь три выхода: два для смещения луча в вертикальном и горизонтальном направлениях и один для управления плотностью электронного потока.

Как и в телевизорах, в большинстве радиолокационных устройств оконечным прибором также служит электронно-лучевая трубка. Поэтому схемы выходных каскадов радиолокационных приемников сходны со схемами выходных каскадов телевизионных приемников.

При панорамном методе радиолокационного наблюдения на экране трубки создается изображение местности, характеризующее ее способность отражать радиоволны. Предметы, хорошо отражающие радиоволны (самолет, корабль, металлические конструкции), дают яркую засветку соответствующей части экрана, а предметы, плохо отражающие радиоволны (лес, высокая трава), — более темную. В радиолокаторах применяются трубки как с электростатическим, так и с электромагнитным отклонением луча, так как требования к качеству изображения здесь не такие строгие, как в телевидении.

3-4. ОКОНЕЧНЫЕ ПРИБОРЫ РАДИОТЕЛЕГРАФНЫХ ПРИЕМНЫХ УСТРОЙСТВ

В современной телеграфии по проводам и с помощью радио текст телеграмм передается специальными условными знаками. Их прием осуществляется или на слух, или с записью на движущуюся бумажную ленту.

В случае приема на слух оконечными приборами радиотелеграфных устройств служат телефонные трубки или громкоговорители. Для разборчивого воспроизведения телеграфных сигналов достаточна полоса частот в 500—1 000 *гц*. Поэтому требования к телефонам и громкоговорителям радиотелеграфных устройств как по ширине полосы воспроизводимых частот, так и по степени допустимых искажений менее жестки, чем к телефонам и громкоговорителям радиовещательных приемников. Соответственно менее жесткими являются и требования к полосе частот и частотным искажениям радиотелеграфных приемников.

В случае приема телеграфных сигналов с записью на ленту оконечными приборами служат обычные телеграфные аппараты. Рабочими элементами таких аппаратов являются

всевозможные электромагнитные реле. Поэтому выходной каскад приемника здесь рассчитывают так, чтобы обеспечить мощность, необходимую для питания обмоток реле.

В большинстве случаев сопротивление обмоток реле телеграфных аппаратов равно 600 *ом*, а нормальный рабочий ток составляет 5—10 *ма*. В случае использования быстродействующих и буквопечатающих аппаратов требования, предъявляемые к полосе пропускания и уровню искажений радиотелеграфного приемника, примерно такие же, как и к обычному радиотелефонному приемнику. Но для обеспечения надежной работы быстродействующих телеграфных аппаратов необходимо поддерживать неизменной выходную мощность приемника независимо от изменения силы приходящего сигнала. Поэтому к системам автоматической регулировки усиления таких приемников предъявляются особенно жесткие требования.

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ ДЛЯ ПОВТОРЕНИЯ

1 Каково назначение оконечных приборов в радиоприемных устройствах?

2. Чем определяются требования, предъявляемые к оконечным приборам радиоприемных устройств?

3 Какие параметры оконечных приборов определяют параметры радиоприемника?

4. Какие оконечные приборы применяются в радиотелефонных и радиовещательных приемных устройствах?

5. Какие оконечные приборы применяются в телевизионных и радиолокационных приемных устройствах?

6. Каковы особенности питания отклоняющих систем в электронно-лучевых трубках с электростатическим и магнитным отклонением луча?

7. Какие оконечные приборы применяются в телеграфных радиоприемных устройствах?

ГЛАВА ЧЕТВЕРТАЯ

ВХОДНЫЕ ЦЕПИ РАДИОПРИЕМНИКОВ

4-1. НАЗНАЧЕНИЕ, ТРЕБОВАНИЯ И ОСНОВНЫЕ СХЕМЫ ВХОДНЫХ ЦЕПЕЙ

В гл. 2 говорилось, что основные параметры приемной антенны не одинаковы для различных частот. Кроме того, в процессе эксплуатации приемники одного и того же типа могут использоваться с различными антеннами. Поэтому в приемники должны быть введены элементы, обеспечивающие нужную связь управляющей сетки первой лампы с любой из антенн, которые могут быть применены в процессе

эксплуатации. Эти элементы находятся на входе приемника, т. е. между зажимами «антенна» — «земля» и сеткой первой лампы, почему их и принято называть **входными цепями**.

Задачами входной цепи являются хорошая передача напряжения полезного сигнала и ослабление напряжений помех, создающихся в антенне. Подавляющее число приемников предназначается для работы в широком диапазоне частот. Это в значительной мере усложняет задачи, разрешаемые входной цепью.

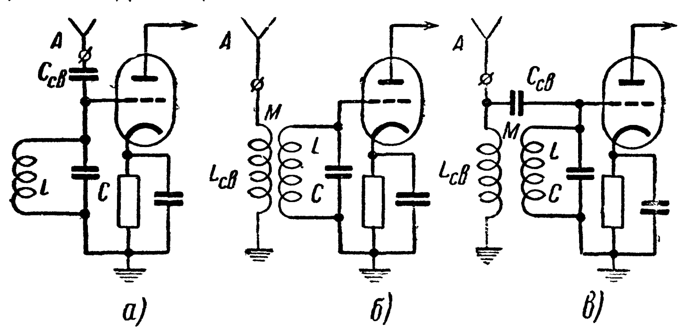


Рис. 4-1 Принципиальные схемы основных входных цепей приемников.

а—с емкостной связью, б—с индуктивной связью; в—с индуктивно-емкостной связью

Входные цепи состоят из одного или нескольких связанных контуров и элементов, связывающих эти контуры с антенной.

Существует несколько схем входных цепей. На рис. 4-1 представлены основные из них. В приемниках специального назначения входные цепи строятся иногда по более сложным схемам и содержат многоконтурные фильтры. Но они весьма трудны в конструктивном осуществлении для работы в диапазоне частот. Благодаря наличию колебательных контуров входные цепи приемников обладают определенной избирательностью и коэффициентом передачи по напряжению. Название схем входных цепей, изображенных на рис. 4-1, определяется видом связи антенны с контуром.

Требования, предъявляемые ко входным цепям, определяются общими требованиями, задаваемыми на весь приемник. Основными из них являются: величина коэффициента передачи и его постоянство в рабочем диапазоне частот, избирательность, диапазон рабочих частот, степень рас-

стройки контуров входной цепи антенной, простота схемы и ее настройки.

Коэффициентом передачи входной цепи называют отношение напряжения сигнала на сетке первой лампы приемника к электродвижущей силе сигнала в антенне

$$K_{вц} = \frac{U_{c1}}{E_A}. \qquad (4\text{-}1)$$

Коэффициент передачи входной цепи принято определять при настройке ее контуров в резонанс на частоту сигнала.

Избирательность входной цепи определяется формой и шириной ее резонансной кривой. Чем ближе ее форма к прямоугольной, тем лучше избирательность входной цепи.

Диапазон рабочих частот входной цепи должен быть таким же, каким он задан для всего приемника. Он считается перекрывающимся, если контуры входной цепи можно настроить на любую частоту заданного диапазона и при этом коэффициент передачи и избирательность входной цепи будут не хуже требующихся.

Расстройка контуров входной цепи антенной происходит вследствие изменения их реактивного сопротивления за счет связи с антенной. Из-за сильной расстройки входных контуров антенной может значительно понизиться коэффициент передачи входной цепи и ухудшиться ее избирательность. Все это поведет к снижению чувствительности и ухудшению избирательности приемника.

В случае применения антенн с симметричным выходом (рамочная антенна или симметричный полуволновый вибратор), имеющих два незаземленных выходных зажима, в приемнике используют входную цепь с индуктивной связью. Но при этом ни один из концов катушки связи не заземляют (см. рис. 4-15).

4-2. ОСНОВНЫЕ СВОЙСТВА КОЛЕБАТЕЛЬНЫХ КОНТУРОВ РАДИОПРИЕМНИКОВ

Избирательность приемников достигается применением в их высокочастотных каскадах одиночных или связанных колебательных контуров. Поэтому, прежде чем изучать работу входных цепей и высокочастотных каскадов приемника, напомним основные свойства колебательных контуров и их комбинаций.

Колебательные контуры, составленные из катушек индуктивности и конденсаторов, могут быть применены лишь на частотах ниже 200—250 *Мгц*, т. е. в диапазонах длинных, средних, коротких и метровых волн. Действительно, если пренебречь влиянием активного сопротивления, то собственную частоту такого контура можно рассчитать по формуле

$$f_0 = \frac{159}{\sqrt{LC}}. \qquad (4\text{-}2)$$

Здесь f_0 — собственная частота контура, *Мгц*; L — индуктивность катушки, *мкгн*; C — емкость, *пф*. Чем меньше витков в контурной катушке, тем больше ее потери на излучение. Катушки с хорошей добротностью должны иметь не менее пяти-восьми витков. Поэтому практически трудно изготовить хорошую контурную катушку с индуктивностью менее 0,05—0,1 *мкгн*.

Если в контур вообще не включать конденсатор, а ограничиться емкостью, образующейся только за счет собственной емкости катушки, монтажной емкости и междуэлектродных емкостей ламп, то эта емкость не может быть получена менее 10—25 *пф*.

Положим, что минимально осуществимые индуктивность катушки 0,05 *мкгн* и емкость контура 10 *пф*. Тогда наибольшая собственная частота контура будет равной 225 *Мгц* ($\lambda = 1{,}33$ *м*). Следует отметить, что добротность такого контура окажется низкой, не более 20—30, и избирательные свойства соответственно плохими.

Формулу (4-2) можно использовать для расчета одного из неизвестных параметров контура по заданной резонансной частоте и другому известному параметру:

$$L = \frac{25\,300}{f_0^2 C}; \qquad (4\text{-}3)$$

$$C = \frac{25\,300}{f_0^2 L}. \qquad (4\text{-}4)$$

В обеих формулах частоту следует подставлять в *Мгц*, емкость — в *пф*, а индуктивность — в *мкгн*.

В диапазоне дециметровых волн для обеспечения избирательных свойств приемника применяют замкнутые на конце четвертьволновые отрезки длинных линий. В сантиметровом диапазоне в качестве резонансных систем используют объемные резонаторы.

Современные радиовещательные и телевизионные приемники, с которыми приходится иметь дело радиолюбителям, не имеют дециметрового и сантиметрового диапазонов. Поэтому в данном параграфе рассматривают лишь контуры, образующиеся из катушек индуктивности и конденсаторов.

Рассмотрим кратко избирательные свойства контуров и их простейших комбинаций. Существует два способа включения реактивных элементов электрических контуров по отношению к внешнему источнику напряжения или тока:

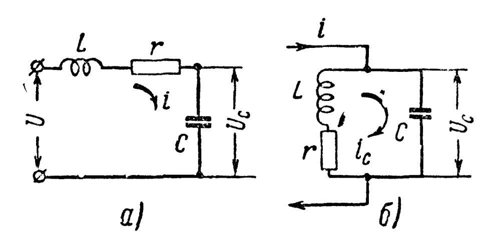


Рис. 4-2. Схемы резонансных контуров.
а—последовательного; *б*—параллельного.

последовательный и параллельный. Поэтому и сами контуры носят название **последовательного** и **параллельного**. Их схемы изображены на рис. 4-2.

При резонансе в последовательном контуре обычно $U_c \gg U$, а в параллельном $i_c \gg i$. Поэтому в общих курсах электротехники явление резонанса в последовательном контуре принято называть **резонансом напряжений**, а в параллельном—**резонансом токов**.

Отношение $\frac{U_c}{U} = K_{посл}$ или $\frac{i_c}{i} = K_{пар}$ принято называть **коэффициентом передачи контура** Коэффициент передачи последовательного и параллельного контуров может быть определен из формулы

$$K = \frac{1}{\sqrt{\left[1-\left(\frac{f}{f_0}\right)^2\right]^2 + \left(\frac{\delta f}{f_0}\right)^2}}, \tag{4-5}$$

где f_0 — резонансная частота контура; f — частота приложенного к контуру напряжения; $\delta = \frac{r}{\omega_0 L}$ — затухание контура.

При резонансе $f = f_0$ и

$$K_0 = \frac{1}{\delta} = \frac{\omega_0 L}{r} = \frac{1}{\omega_0 r C} = \frac{1}{r}\sqrt{\frac{L}{C}} = Q. \qquad (4\text{-}6)$$

Значение коэффициента передачи при резонансе принято называть **добротностью контура** и обозначать буквой Q.

Чем больше добротность контура, тем лучше его избирательные свойства. У контуров радиоприемников затухание изменяется в пределах от 0,005 до 0,05, что соответствует добротности от 200 до 20.

Реактивное сопротивление элементов контура при резонансе принято называть **характеристикой контура**:

$$\rho = 2\pi f_0 L = \frac{1}{2\pi f_0 C} = \sqrt{\frac{L}{C}}. \qquad (4\text{-}7)$$

Резонансная кривая параллельного контура отображает зависимость напряжения на его реактивных элементах от частоты подводимого к контуру тока. При этом амплитуда тока поддерживается постоянной. Для последовательных контуров резонансная кривая обычно представляет зависимость тока в контуре от частоты питающего напряжения при постоянной величине этого напряжения.

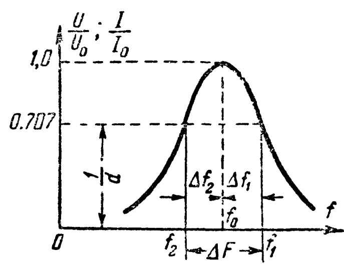


Рис. 4-3 Резонансная кривая контура

Иногда резонансными кривыми параллельного и последовательного контуров называют зависимости их сопротивления для внешней цепи (источника питания) от частоты питающих напряжения или тока. При такой оценке на резонансной частоте сопротивление параллельного контура будет максимальным, а последовательного—минимальным. Поэтому характер начертания резонансных кривых для обоих контуров различен. Для последовательного контура резонансную кривую в этом случае можно получить из рис. 4-3, повернув его кривую на 180° относительно оси абсцисс.

Чаще всего резонансные кривые параллельного и последовательного контуров приводят в относительном масштабе (рис. 4-3) по оси ординат. Это позволяет более просто сравнивать резонансные свойства различных контуров.

Если частота подводимой э. д. с. отличается от резонансной частоты контура не более чем на 10%, то при $\delta \leqslant 0{,}03$ формулу (4-5) можно упростить:

$$K = \frac{K_0}{\sqrt{1 + \left(\frac{2\Delta f}{\delta f_0}\right)^2}}, \qquad (4\text{-}8)$$

где величину $\Delta f = f - f_0$ называют **расстройкой контура**.

При тех же пределах расстройки сопротивление параллельного контура может быть выражено аналогичной формулой

$$Z_{пар} = \frac{Z_{0пар}}{\sqrt{1 + \left(\frac{2\Delta f}{\delta f_0}\right)^2}}. \qquad (4\text{-}9)$$

Отношение

$$\frac{Z_{0пар}}{Z_{пар}} = \frac{K_0}{K} = d \qquad (4\text{-}10)$$

называют **избирательностью** или **ослаблением контура**. Численная величина d показывает, во сколько раз уменьшается сопротивление параллельного контура для частоты $f = f_0 \pm \Delta f$ по сравнению с сопротивлением на резонансной частоте, которое равно

$$Z_0 = R_{0э} = \frac{\rho}{\delta} = \rho Q = \frac{2\pi f_0 L}{\delta} = \frac{1}{2\pi f_0 C \delta}. \qquad (4\text{-}11)$$

На основании идентичности формул (4-9) и (4-8) можно также говорить о том, что величина ослабления d показывает, во сколько раз уменьшается напряжение на параллельном контуре при данной расстройке по отношению к его величине при резонансе (при расстройке равной нулю), а именно это и определяет избирательные свойства контура.

Полосой пропускания резонансного контура ΔF называется разность между частотами, при которых ток в контуре ослабляется в d раз по отношению к значению тока при резонансе. Из рис. 4-3 следует, что

$$\Delta F = f_1 - f_2 = \Delta f_1 + \Delta f_2.$$

Резонансная кривая контура не симметрична. Ее асимметрия сильнее проявляется с ростом расстройки. Однако

при относительных расстройках, меньших 10—15%, резонансную кривую можно считать симметричной. Поэтому полоса пропускания приближенно будет равна удвоенной расстройке при заданном ослаблении. В радиоприемной технике полосу пропускания избирательной системы принято отсчитывать при ослаблении $d=\sqrt{2}$. В этом случае для одиночного контура справедливо соотношение

$$\Delta F = \delta f_0. \tag{4-12}$$

Из него следует, что чем выше резонансная частота контура, тем шире его полоса пропускания, ибо затухание контуров радиоприемника с изменением частоты меняется сравнительно мало.

Если для изображения резонансных кривых пользоваться координатной системой рис. 4-3, то трудно сравнивать избирательные свойства контуров, имеющих различные собственные частоты. Это затруднение можно устранить, если по оси абсцисс откладывать не абсолютное значение частоты или расстройки ($\Delta f = f - f_0$), а величину, пропорциональную им. Ранее указывалось, что чем выше собственная частота контура и меньше его добротность, тем шире резонансная кривая (4-12). Поэтому, умножая расстройку на добротность контура и деля ее на его собственную частоту, можно получить такой масштаб по оси абсцисс, при котором резонансная характеристика для контуров с любой резонансной частотой и добротностью будет изображаться одной и той же кривой. Сказанное можно вполне строго доказать, если по оси абсцисс откладывать величину

$$\xi = Q\,\frac{\Delta f\,(2f_0 + \Delta f)}{f_0\,(f_0 + \Delta f)}, \tag{4-13}$$

которую принято называть обобщенной относительной расстройкой. Резонансную кривую, получающуюся при таком масштабе по оси абсцисс, называют обобщенной резонансной кривой, так как она является общей для контуров с любыми параметрами.

Для большей простоты пользования обобщенными резонансными кривыми по оси ординат откладывают не отношение $\frac{U}{U_0}$ или $\frac{I}{I_0}$, а величины, обратные им, т. е. ослабление d. Чтобы удобнее было решать практические задачи при больших и малых обобщенных расстройках, масштаб обеих осей берут логарифмическим (рис. 4-4). Но при этом можно рисовать лишь одну ветвь кривой, так как $\lg 0 = -\infty$.

При $\Delta f < 0{,}25 f_0$ (или $\xi < 0{,}5Q$) формулу (4-13) с погрешностью менее 10% можно записать так:

$$\xi \approx 2\Delta f \frac{Q}{f_0}. \tag{4-13a}$$

На рис. 4-4 кривой *1* изображена обобщенная резонансная кривая одиночного контура с учетом всех сделанных выше замечаний. Пользуясь обобщенной резонансной кривой, можно решать любые задачи по определению избирательных свойств контуров или по предъявляемым требованиям к избирательности контура находить его параметры.

Пример 4-1. Определить, какое ослабление дает резонансный контур, обладающий собственной частотой 1,0 *Мгц* и добротностью 50, при расстройке на 20 *кгц*.

Для решения этой задачи обычными методами потребовалось бы провести сравнительно сложные расчеты. Используя обобщенную резонансную кривую, задачу можно решить так. Из формулы (4-13а) определяем обобщенную расстройку $\xi = 2 \cdot 20 \frac{50}{10^3} = 2$. Затем по полученному значению ξ из графика рис. 4-4 находим искомое ослабление, равное в данном случае 2,2.

Для решения практических задач важно помнить два характерных свойства обобщенной резонансной кривой одиночного контура.

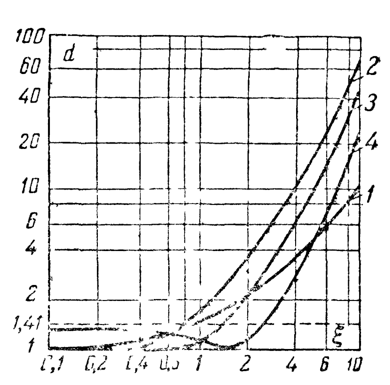


Рис. 4-4. Обобщенные резонансные кривые.

1 — одиночного контура; *2* — двухконтурного фильтра при $\eta = 0{,}5$, *3* — двухконтурного фильтра при $\eta = 1$, *4* — двухконтурного фильтра при $\eta =$ [illegible].

1. Ослаблению 1,41, при котором принято отсчитывать полосу пропускания контура, соответствует обобщенная расстройка $\xi = 1$. Поэтому, подставляя в формулу (4-13а) $\xi = 1$ и помня, что полоса пропускания контура в силу симметрии резонансной кривой равна удвоенной расстройке, легко получить формулу (4-12).

2. При значениях обобщенной расстройки больше трех с достаточной для практических расчетов точностью ослабление можно считать равным численной величине обобщенной расстройки, т. е. $d \approx \xi$.

Пример 4-2. Найти полосу пропускания контура, обладающего собственной частотой 460 *кгц* и добротностью 46.

Согласно первому свойству обобщенной кривой из (4-13а) находим.

$$\Delta F = 2\Delta f = \frac{\xi f_0}{Q} = \frac{1 \cdot 460}{46} = 10 \text{ кгц}.$$

Пример 4-3. Определить добротность контура, имеющего собственную частоту 1,5 *Мгц*, при которой он будет обеспечивать ослабление, равное 5, при расстройке на 750 *кгц*.

Так как требующееся ослабление более трех, то для решения задачи можно воспользоваться вторым свойством обобщенной резонансной кривой. Математически это можно записать так $d \approx \xi$. Тогда, подставляя в (4-13) вместо ξ величину требующегося ослабления $d = 5$, получим:

$$Q = \frac{\xi f_0 (f_0 + \Delta f)}{\Delta f (2f_0 + \Delta f)} = \frac{5 \cdot 1\,500\,(1\,500 + 750)}{750\,(2 \cdot 1\,500 + 750)} = 6{,}0.$$

Пример 4-4. Вычислить полосу пропускания контура при ослаблении, равном сорока, если его собственная частота 465 *кгц*, а добротность 50.

Используя второе свойство обобщенной кривой, найдем из (4-13).

$$2\Delta f = 2f_0 \left[\sqrt{\left(1 - \frac{\xi}{2Q}\right)^2 + \frac{\xi}{Q}} - \left(1 - \frac{\xi}{2Q}\right) \right] = 446 \text{ кгц}.$$

Приведенные примеры подтверждают большую простоту решения многих задач при использовании отмеченных свойств обобщенной резонансной кривой.

Сигналы, излучаемые радиопередающими устройствами, представляют собой сумму колебаний, частоты которых составляют определенный спектр. Чтобы принимаемые сигналы не искажались, приемник должен равномерно усиливать все составляющие этого спектра. Для выполнения этого требования резонансная кривая приемника должна иметь плоскую вершину в пределах полосы частот, занимаемых спектром принимаемого сигнала. При этом, чтобы сигналы других передатчиков, частоты которых близки к несущей частоте принимаемого, не создавали помех, нужно обеспечить возможно большее ослабление за пределами полосы пропускания. Оба эти требования находятся в противоречии. Действительно, для того чтобы вершина резонансной кривой была более плоской, нужно брать контуры с малой добротностью. Но при этом ослабление за пределами полосы пропускания будет недостаточным для подавления мешающих сигналов, так как резонансная кривая будет очень широкой. Поэтому желательно, чтобы резонансная кривая приемника имела прямоугольную форму и полосу пропускания, охватывающую спектр частот колебаний, излучаемых радиопередающим устройством.

Кривая *1* рис. 4-4 показывает, что одиночный контур плохо удовлетворяет этому условию, т. е. он не разрешает отмеченное противоречие между стремлением иметь малые искажения принимаемого сигнала и хорошее ослабление сигналов мешающих станций.

С целью приближения формы резонансной кривой приемника к прямоугольной в его каскадах применяют не одиночные резонансные контуры, а системы связанных контуров. Наиболее просто выполнить такие системы при постоянной (не перестраиваемой) собственной частоте контуров. Этому условию удовлетворяет тракт промежуточной

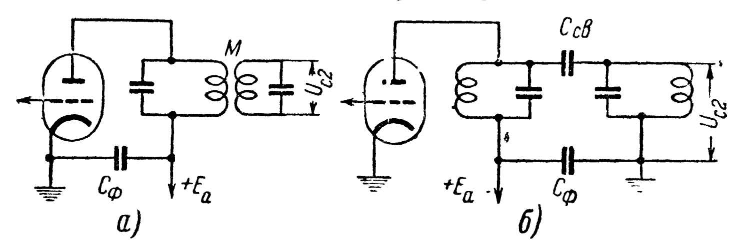


Рис. 4-5. Схемы полосовых фильтров с индуктивной (*а*) и внешнеемкостной (*б*) связью между контурами.

частоты супергетеродинных приемников, где несущая частота сигнала сохраняется постоянной независимо от того, на какой частоте работает принимаемая радиостанция. Поэтому в усилителях промежуточной частоты обычно используют два связанных контура, образующих полосовой фильтр. Это название фильтры получили потому, что они хорошо пропускают лишь определенную полосу частот.

Схемы наиболее часто употребляемых в радиоприемниках фильтров приведены на рис. 4-5. Характерным свойством двухконтурных фильтров является то, что форма их резонансной кривой зависит не только от добротности контуров, но и от степени связи между ними. На рис. 4-6 приведены три характерных случая, определяемых величиной параметра связи

$$\eta = \frac{k}{\delta}, \qquad (4\text{-}14)$$

где k — коэффициент связи между контурами.

Величину связи, численно равную затуханию, принято называть критической. При ней $\eta = 1$ и резонансная кривая еще остается одногорбой. Величина коэффициента

связи между контурами может быть определена по следующим формулам:

$$k = \frac{M}{L} \quad (4\text{-}15)$$

для схемы рис. 4-5,*а* и

$$k = \frac{C_{св}}{C} \quad (4\text{-}16)$$

для схемы рис. 4-5,*б*, если параметры контуров одинаковы.

Из рис. 4-6 следует, что при увеличении параметра связи боковые ветви резонансной кривой двух связанных контуров делаются более крутыми и она становится более похожей на прямоугольник. Но при параметре связи $\eta > 1$ резонансная кривая связанных контуров становится двугорбой и провал в ней увеличивается с ростом η, что приводит к значительному отклонению от желаемой прямоугольной формы. Кроме того, при двугорбой форме резонансной кривой настройка контуров более трудна, чем при одногорбой, так как в этом случае нельзя каждый контур настраивать по максимуму напряжения на нем. Поэтому в радиовещательных приемниках редко берут связь больше критической.

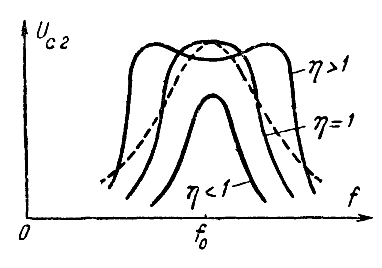


Рис 4-6. Резонансные кривые связанных контуров

Если для одиночных контуров мы имели одну обобщенную резонансную кривую, то для связанных контуров можно построить семейство обобщенных резонансных характеристик. Каждому значению параметра связи будет соответствовать своя кривая. На рис. 4-4 приведены обобщенные резонансные кривые двухконтурных фильтров. Из сопоставления их с обобщенной кривой одиночного контура следует, что за пределами полосы пропускания они идут более круто. Следовательно, полосовые фильтры обеспечивают лучшее соотношение между шириной полосы пропускания и избирательностью, что и является их большим преимуществом.

При $\eta = 1$ полосу пропускания двухконтурного фильтра можно определить по формуле

$$\Delta F = \sqrt{2}\,\delta f_0 = 1{,}41\,\frac{f_0}{Q}. \quad (4\text{-}17)$$

Во многих радиоприемниках имеется по нескольку каскадов, содержащих однотипные, одиночные или связанные контуры, настроенные на одинаковую частоту. Для оценки общих избирательных свойств таких многокаскадных систем

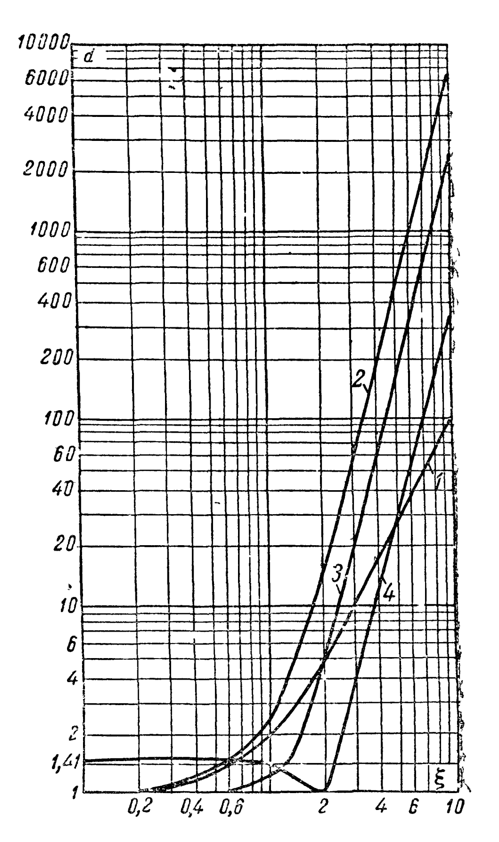


Рис. 4-7. Обобщенные резонансные кривые двухкаскадных усилителей при различной нагрузке в каждом каскаде.

1—с одиночным контуром; 2—с двумя связанными контурами при $\eta=0,5$; 3—с двумя связанными контурами при $\eta=1$; 4—с двумя связанными контурами при $\eta=2$.

удобно пользоваться их обобщенными резонансными кривыми. Если в каждом каскаде многокаскадного усилителя имеются однотипные одиночные или связанные контуры, то для получения ординат обобщенной характеристики многокаскадного усилителя следует ординаты кривых рис. 4-4 возвести в степень, равную числу каскадов. На рис. 4-7, 4-8

и 4-9 приведены обобщенные резонансные кривые соответственно для двух-, трех- и четырехкаскадных усилителей.

С помощью приведенных обобщенных резонансных кривых можно решать различные задачи для двух-, трех- и че-

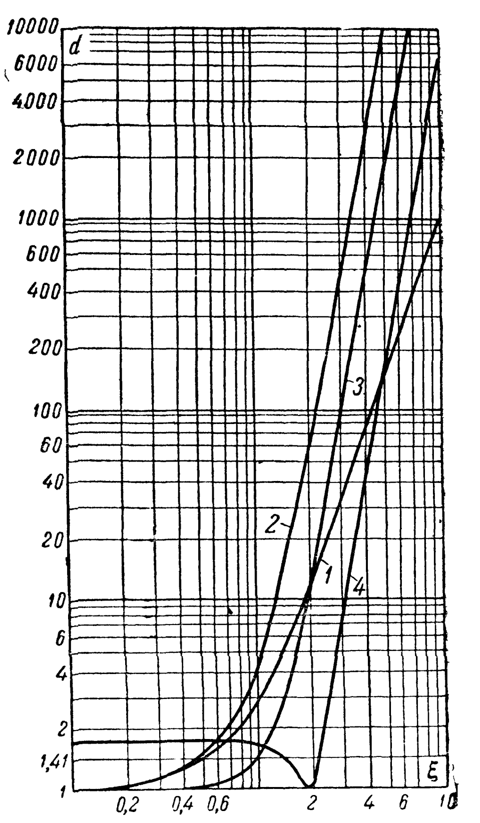


Рис. 4-8. Обобщенные резонансные кривые трехкаскадных усилителей при различной нагрузке в каждом каскаде.

1—с одиночным контуром; 2—с двумя связанными контурами при $\eta=0,5$; 3—с двумя связанными контурами при $\eta=1$; 4—с двумя связанными контурами при $\eta=2$.

тырехкаскадных усилителей так же, как это было показано выше для однокаскадного резонансного усилителя.

Известно, что сигнал с частотой f_0, модулированный по амплитуде синусоидальным напряжением с частотой F, можно представить состоящим из колебаний трех частот: основной (несущей) частоты f_0 и боковых частот f_0+F и f_0-F. Реальные контуры и их комбинации имеют различ-

ный коэффициент передачи напряжения для различных частот в полосе пропускания. Это приводит к возникновению частотных искажений.

Степень вносимых частотных искажений, определяемую величиной завала (ослабления) боковых составляющих сиг-

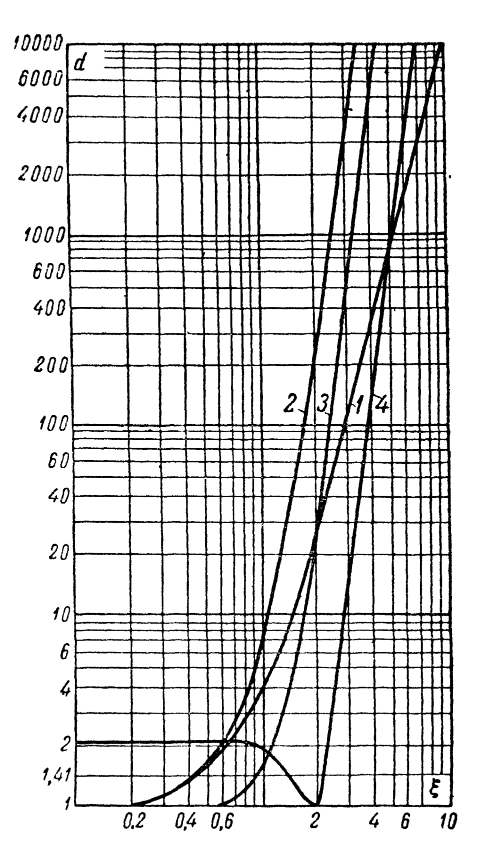


Рис 4-9. Обобщенные резонансные кривые четырехкаскадных усилителей при различной нагрузке в каждом каскаде.

1—с одиночным контуром; 2—с двумя связанными контурами при $\eta=0{,}5$; 3—с двумя связанными контурами при $\eta=1$; 4—с двумя связанными контурами при $\eta=2$.

нала в соответствии с изменением коэффициента передачи контура, можно найти для каждого высокочастотного каскада приемника по его резонансной кривой. Для этого, зная резонансную частоту и затухание контура, нужно пересчитать масштаб оси абсцисс рис. 4-4 из относительного в абсо-

лютный. Тогда в случае приема амплитудно-модулированных сигналов масштаб оси абсцисс для расстройки будет одновременно масштабом оси модулирующих частот частотной характеристики контура (рис. 1-5), и по величине ослабления можно будет судить о степени подавления контуром данной модулирующей частоты принимаемого сигнала.

Пример 4-5. Имеется одиночный контур с собственной частотой 0,5 *Мгц* и добротностью 100. Определить, как этот контур будет ослаблять сигналы с частотой модуляции в 1 и 5 *кгц*.

Для решения этой задачи воспользуемся кривой *1* рис. 4-4 и пересчитаем масштаб относительной расстройки в абсолютный масштаб расстроек. Согласно формуле (4-13а) получим величину абсолютной расстройки

$$\Delta f = \frac{\xi f_0}{2Q}. \tag{4-18}$$

В нашем случае $\Delta f_{кгц} = 2{,}5\,\xi$. Модулирующим частотам 1 и 5 *кгц* будут соответствовать такие же абсолютные расстройки. По кривой *1* рис. 4-4, но для нового масштаба оси абсцисс (в абсолютной расстройке) найдем, что ослабление сигнала с частотой модуляции 1 *кгц* ($\xi = 0{,}4$) будет в $d = 1{,}08$ раза, а для сигнала с частотой модуляции 5 *кгц* ($\xi = 2$) в $d = 2{,}2$ раза или соответственно 0,66 и 6,8 *дб*.

4-3. ВХОДНАЯ ЦЕПЬ С ЕМКОСТНОЙ СВЯЗЬЮ АНТЕННЫ С КОНТУРОМ

У входных цепей, схемы которых приведены на рис. 4-1, на частоту сигнала настраивается лишь входной контур LC. Антенный же контур, состоящий из антенны (рис. 2-1) и элемента связи с входным контуром, не имеет органов настройки. Собственная частота этого контура определяется в основном параметрами антенны L_A C_A и элемента связи $C_{св}$ или $L_{св}$. Если рабочий диапазон входной цепи нешире (изменение частоты не превышает 3 раз), то основные параметры коротковолновых и длинноволновых антенн, собственная частота которых находится вне этого диапазона, можно считать постоянными. Поэтому с небольшой погрешностью можно считать неизменной также и собственную частоту антенной цепи. Учитывая это, изобразим полную эквивалентную схему входной цепи с емкостной связью (рис. 4-10,*а*). Заменим в ней емкости C_A и $C_{св}$ одной эквивалентной им емкостью:

$$C'_{св} = \frac{C_A C_{св}}{C_A + C_{св}}. \tag{4-19}$$

Как показано дальше, в схеме с емкостной связью расстройка входного контура антенной не будет превышать допустимой лишь при весьма малых значениях емкости конденсатора связи, много меньших, чем собственная емкость антенны. Это позволяет считать, что $C'_{св} \approx C_{св}$.

Собственную частоту антенной цепи можно определять по формуле

$$f'_A = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_A C'_{св}}}.$$

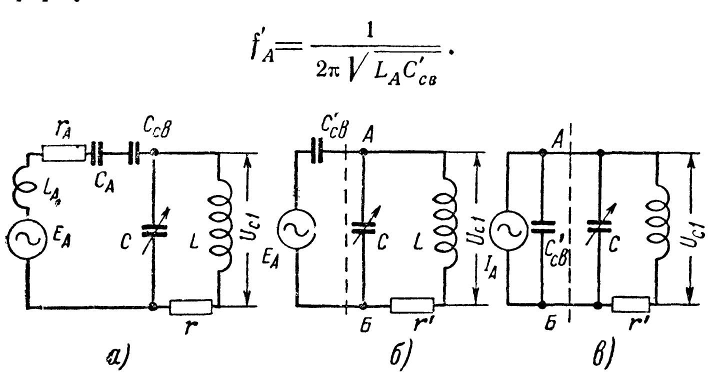


Рис. 4-10. Эквивалентные схемы входной цепи с емкостной связью. *а*—полная; *б*—упрощенная, *в*—упрощенная.

На средних и длинных волнах емкость конденсатора связи обычно не превышает 10—25 *пф*, а на коротких—снижается до 1—2 *пф*. Поэтому для рабочих частот входной цепи $\omega L_A \ll \frac{1}{\omega C'_{св}}$ (работа на укороченной волне антенны). Следовательно, не внося большой погрешности, можно пренебречь влиянием L_A в антенной цепи и считать $L_A \approx 0$.

Влияние собственного сопротивления антенны r_A на контур сказывается в том, что оно увеличивает активное сопротивление контура. Действительно, так как внутреннее сопротивление генератора E_A равно нулю, то r_A через емкость $C'_{св}$ подключено параллельно контуру и шунтирует его. На основании общих законов теории связанных цепей можно показать, что это шунтирующее действие эквивалентно внесению в контур сопротивления

$$r'_A = \left(\frac{C'_{св}}{C'_{св} + C}\right)^2 r_A. \quad (4\text{-}20)$$

Учитывая сказанное, упростим схему рис. 4-10,*а* так, как показано на рис. 4-10,*б*, где

$$r' = r + r'_A = r\left(1 + \frac{r'_A}{r}\right). \tag{4-21}$$

Произведем качественную оценку работы исследуемой входной цепи. Из схем рис. 4-1,*а* и 4-10 видно, что чем больше емкость конденсатора связи $C_{св}$, тем меньше его сопротивление для токов частоты сигнала и больший ток сигнала протекает через входной контур, создавая на нем большее напряжение сигнала. Следовательно, коэффициент передачи входной цепи растет с увеличением емкости конденсатора связи.

Из рисунка 4-10,*б* следует, что э. д. с. сигнала в антенне E_A распределяется между емкостью $C'_{св}$ и контуром пропорционально величинам их сопротивлений. При настройке входного контура конденсатором переменной емкости его сопротивление $R_{0э}$ растет с увеличением частоты. Одновременно с этим уменьшается реактивное сопротивление конденсатора связи. Поэтому можно предполагать, что коэффициент передачи входной цепи будет пропорционален квадрату частоты сигнала.

При резонансе напряжение на реактивных элементах контура в Q раз больше э. д. с., включенной последовательно с его элементами. Поэтому при настройке входного контура на частоту сигнала напряжение, образующееся на его реактивных элементах, в Q раз больше э. д. с., введенной в контур из антенны. Из этого следует, что коэффициент передачи входной цепи дожен быть пропорционален добротности входного контура.

Суммируя сказанное, приходим к выводу, что коэффициент передачи входной цепи с емкостной связью прямо пропорционален емкости конденсатора связи и добротности входного контура и что в диапазоне рабочих частот коэффициент передачи меняется пропорционально квадрату частоты сигнала.

Согласно рис. 4-10,*б* и формуле (4-21) добротность $Q_э$ входного контура из-за влияния антенны становится меньше. Следовательно, избирательность входной цепи с емкостной связью хуже избирательности входного контура и определяется не величиной r, а величиной r'.

Для выяснения количественных соотношений воспользуемся известной из курса электротехники теоремой о воз-

можности замены генератора напряжения эквивалентным ему генератором тока. Эта теорема формулируется так если в каком-либо участке электрической цепи последовательно с сопротивлением Z включен генератор э. д. с. E с внутренним сопротивлением, равным нулю, то его можно заменить генератором тока величиной E/Z с внутренним сопротивлением, равным бесконечности и включенным в данный участок цепи параллельно с сопротивлением Z.

Поясним теорему примером. На рис. 4-11,*а* показано последовательное соединение генератора э. д. с. $E = 1$ *в* с активным сопротивлением $R = 1$ *ом* и другим активным сопротивлением $R_н = 1$ *ом*. Легко определить, что ток, протекающий через сопротивление $R_н$, равен 0,5 *а*, а падение напряжения на нем равно 0,5 *в*. На рис. 4-11,*б* слева от зажимов *А—Б* подключены параллельно соединенные генератор тока E/R и сопротивление R. Так как $R_н = R$, то через каждое из этих сопротивлений будет протекать половина тока генератора, равная 0,5 *а*. Сопротивление нагрузки для генератора тока в этой схеме равно 0,5 *ом*. Поэтому напряжение на зажимах *А—Б*, а следовательно и на сопротивлении $R_н$, будет равно 0,5 *в*.

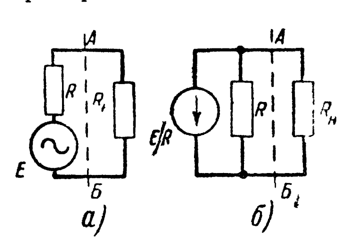


Рис. 4-11. К доказательству эквивалентности генератора э. д. с генератору тока

Применим данную теорему к схеме рис. 4-10,*б* для замены последовательного соединения генератора э. д. с. E_A и емкости $C'_{св}$ на параллельное соединение генератора тока $I_A = E_A \omega C'_{св}$ и емкости $C'_{св}$. В результате замены получим схему рис. 4-10,*в*. Из нее следует, что входной контур должен настраиваться на частоту сигнала с учетом емкости $C'_{св}$.

При настройке входного контура на частоту сигнала его сопротивление для генератора тока I_A становится чисто активным и равным $R_{0э} = \dfrac{Q_э}{\omega\,(C + C'_{св})}$. Весь ток генератора протекает через контур, вследствие чего напряжение на нем $U_к = U_{c1} = E_A \omega C'_{св} R_{0э}$. Следовательно, со-

гласно (4-1), коэффициент передачи входной цепи при емкостной связи с антенной равен

$$K_{в\,ц} = \frac{U_{c1}}{E_A} = \frac{C'_{св}}{C'_{св} + C}\, Q_э. \qquad (4\text{-}22)$$

Коэффициент передачи входной цепи прямо пропорционален добротности эквивалентного контура. Поэтому, если необходимо иметь большое значение $K_{в\,ц}$, следует брать хороший контур. Первый множитель выражения (4-22) растет при увеличении $C'_{св}$. Но при увеличении $C'_{св}$ будет сильно расти r'_A, что уменьшит $Q_э$, а следовательно и $K_{в\,ц}$. Поэтому емкость $C'_{св}$ не следует брать слишком большой.

Рассмотрим влияние антенны на собственную частоту контура. Из схемы рис. 4-10,*в* следует, что подключение антенны увеличивает емкость контура на величину $C'_{св}$, понижая тем самым его собственную частоту.

В современных приемниках для упрощения эксплуатации все контуры, работающие в диапазоне частот, настраиваются одной ручкой. Конструктивно это достигается применением блоков из нескольких конденсаторов переменной емкости.

Чтобы конденсаторы в блоке были идентичными (это важно при массовом производстве), все настраивающиеся контуры должны быть одинаковыми.

Но подключение антенны ко входному контуру приведет к тому, что он окажется расстроенным по отношению к другим контурам, а при расстройке входного контура ухудшается передача сигнала, т. е. уменьшаются чувствительность и избирательность приемника.

Степень расстройки определяется параметрами антенны и емкостью конденсатора связи. В процессе эксплуатации за счет изменения температуры меняются геометрические размеры антенны, а при колебаниях от ветра меняется расстояние проводов антенны до окружающих предметов. Все это приводит к изменению емкости, индуктивности и сопротивления антенны.

Так как приемник должен быть рассчитан для работы с различными антеннами, то из сказанного следует, что эту расстройку входного контура антенной невозможно полностью заранее скомпенсировать.

При одноручечной настройке контуров приемника их относительная расстройка не должна превышать половины полосы пропускания контура, т. е. согласно (4-12)

$$\frac{\Delta f}{f} \approx 0{,}5\frac{\Delta C}{C} \leqslant 0{,}5\delta_э.$$

В нашем случае $\Delta C = C'_{св}$.

Чем меньше $C_{св}$, тем меньше будет сказываться влияние изменения C_A на настройку контура. Можно показать, что допустимое значение емкости связи следует брать из неравенства

$$C_{св} \leqslant \frac{p}{\sqrt{p^2-1}} \cdot \sqrt{\delta_э C_{мин} \cdot C_{A\,мин}}, \quad (4\text{-}23)$$

где $p = \frac{C_{A\,макс}}{C_{A\,мин}}$ —относительное изменение емкости антенн, с которыми может работать приемник. Из (4-23) следует, что для увеличения $C_{св}$ емкость контура $C_{мин}$ выгодно брать большой. Но слишком большое значение $C_{мин}$ брать не следует, ибо это поведет к уменьшению коэффициента передачи.

При выборе емкости конденсатора связи из неравенства (4-23) чувствительность приемника за счет расстройки контура антенной будет ухудшаться не более чем на 15—20%.

Входной контур настраивается на частоту сигнала с учетом влияния на него антенны. Поэтому, заменяя в формуле (4-22) емкость $C + C'_{св}$ через резонансную частоту и индуктивность контурной катушки, получим:

$$K_{в.ц} = \frac{C'_{св}}{C_э} Q_э = \omega^2 C'_{св} L Q_э. \quad (4\text{-}24)$$

Таким образом, для емкостной связи с антенной коэффициент передачи входной цепи в диапазоне принимаемых частот при настройке контура конденсатором переменной емкости пропорционален квадрату частоты, емкости $C'_{св}$ и добротности эквивалентного контура. Формула (4-24) полностью подтверждает данные выше качественные рассуждения о величине коэффициента передачи.

Определим избирательность входной цепи. Согласно (4-6)

$$\delta \equiv r. \quad (4\text{-}25)$$

Поэтому для входного контура с учетом действия на него антенны из (4-25) и (4-21) получим:

$$\delta_э = \delta\left(1 + \frac{r'_A}{r}\right). \qquad (4\text{-}26)$$

Следовательно, избирательность входной цепи с емкостной связью определится избирательностью входного контура с учетом вносимого в него антенной активного сопротивления.

Оценку избирательности входной цепи производят по обобщенным характеристикам (см. рис. 4-4), подставляя в формулу обобщенной расстройки (4-13) добротность эквивалентного входного контура. Согласно формулам (4-26) и (4-20) она равна

$$Q_э = \frac{Q}{1 + \left(\frac{C'_{св}}{C'_{св} + C}\right)^2 \frac{r_A}{r}}. \qquad (4\text{-}27)$$

Для обеспечения перекрытия заданного диапазона частот необходимо, чтобы с помощью конденсатора переменной емкости C можно было настроить входную цепь на любую частоту рабочего диапазона от $f_{мин}$ до $f_{макс}$. При этом нужно учитывать, что в реальной схеме (рис. 4-1,*а*) параллельно контуру подключены: входная емкость лампы $C_{вх}$, емкость монтажа $C_м$, емкость подстроечного конденсатора $C_{подстр}$, собственная емкость катушки $C_{кат}$ и емкость $C'_{св}$ (рис. 4-10,*в*). Поэтому результирующая емкость контура $C_э = C + C_{вх} + C_м + C_{подстр} + C_{кат} + C'_{св}$. Согласно формуле (4-2)

$$\sqrt{\frac{C_{э\,макс}}{C_{э\,мин}}} = \frac{f_{макс}}{f_{мин}}.$$

Отношение

$$\frac{f_{макс}}{f_{мин}} = k_д \qquad (4\text{-}28)$$

принято называть коэффициентом диапазона. Для ориентировочного выбора конденсатора переменной емкости можно пользоваться неравенством

$$\sqrt{\frac{C_{макс}}{C_{мин}}} > k_д,$$

после чего из формулы

$$C_{подстр} = \frac{C_{макс} - k_д^2 C_{мин}}{k_д^2 - 1} - C_{сх} - C'_{св} \qquad (4\text{-}29)$$

можно определить требующуюся емкость подстроечного конденсатора, при которой будет обеспечено перекрытие заданного диапазона. Здесь

$$C_{сх} = C_{вх} + C_{м} + C_{кат} \qquad (4\text{-}30)$$

принято называть емкостью схемы, т. е. емкостью, включающейся в контур от элементов схемы.

Если емкость $C_{подстр}$, вычисленная по формуле (4-29), окажется отрицательной, то это означает, что диапазон изменения емкости выбранного конденсатора при данной емкости $C_{сх}$ недостаточен и следует взять конденсатор с большим диапазоном изменения емкости.

После выбора конденсатора переменной емкости и определения емкости подстроечного конденсатора индуктивность контурной катушки рассчитывают по формуле (4-3). Методику расчета входной цепи рассмотрим на следующем примере.

Пример 4-6. Рассчитать основные параметры входной цепи с емкостной связью по следующим исходным данным: диапазон рабочих частот 150 ÷ 420 *кгц*, параметры антенн, с которыми должен работать приемник, $C_{A\,макс} = 300$ *пф*, $C_{A\,мин} = 150$ *пф*, $r_A = 50$ *ом*, добротность входного контура 25, входная емкость первой лампы (6К3) 7 *пф*, монтажная емкость 8 *пф*, собственная емкость катушки 5 *пф*.

Определяем коэффициент диапазона из (4-28): $k_д = \frac{420}{150} = 2{,}8$. Следовательно, емкость переменного конденсатора должна изменяться больше чем в $k_д^2 = 7{,}9$ раза. Выбираем конденсатор переменной емкости с $C_{мин} = 19$ *пф* и $C_{макс} = 540$ *пф*. Подсчитываем емкость схемы по формуле (4-30): $C_{сх} = 7 + 8 + 5 = 20$ *пф*. Используя формулу (4-29), находим величину емкости подстроечного конденсатора и емкости $C'_{св}$:

$$C_{подстр.} + C'_{св} = \frac{540 - 7{,}9 \cdot 19}{7{,}9 - 1} - 20 = 40 \text{ пф}.$$

Так как $C'_{св} < C_{св}$, а емкость $C_{св}$ редко превышает 25 *пф*, то выбранный конденсатор переменной емкости обеспечит перекрытие заданного диапазона частот. Рассчитываем индуктивность контурной катушки по формуле (4-3):

$$L = \frac{25\,300}{0{,}15^2\,(540 + 7 + 8 + 40 + 5)} = 1\,870 \text{ мкгн}.$$

Из формулы (4-23) определяем допустимую величину емкости конденсатора связи:

$$C_{св} \leqslant \sqrt{\frac{2^2}{2^2-1}}\sqrt{\frac{79\cdot 150}{25}} = 25\ пф.$$

Выбираем конденсатор типа КТК емкостью 24 *пф.*

Из формулы (4-6) находим активное сопротивление контура:

а) при частоте 150 *кгц*

$$r_{нач} = \frac{\omega_{0\,мин} L}{Q} = \frac{6{,}28\cdot 150\cdot 10^3\cdot 1{,}87\cdot 10^{-3}}{25} = 70\ ом;$$

б) при частоте 420 *кгц*

$$r_{кон} = \frac{\omega_{0\,макс} L}{Q} = \frac{6{,}28\cdot 420\cdot 10^3\cdot 1{,}87\cdot 10^{-3}}{25} = 197\ ом.$$

Определяем эквивалентную добротность контура для начала и конца диапазона по формуле (4-27) при среднем значении $C_{A\,ср} =$

$$= \frac{C_{A\,макс} + C_{A\,мин}}{2} = \frac{300+150}{2} = 225\ пф\ \left(C'_{св} = \frac{225\cdot 24}{225+24} = 21{,}7\ пф\right):$$

а) при частоте 150 *кгц*

$$Q_э = \frac{Q}{1+\left(\frac{C'_{св}}{C_{э.\,макс}+C'_{св}}\right)^2 \frac{r_A}{r_{нач}}} = \frac{25}{1+\left(\frac{21{,}7}{600}\right)^2 \frac{50}{70}} \approx 25;$$

б) При частоте 420 *кгц*

$$Q_э = \frac{Q}{1+\left(\frac{C'_{св}}{C_{э.\,мин}+C'_{св}}\right)^2 \frac{r_A}{r_{кон}}} = \frac{25}{1+\left(\frac{21{,}7}{79}\right)^2 \frac{50}{197}} = 24{,}8.$$

Из полученных цифр следует, что при выборе конденсатора связи по формуле (4-23) ухудшением добротности входного контура за счет антенны можно пренебречь и считать $Q_э \approx Q$.

Так как сумма емкостей $C'_{св}$ и $C_{подстр}$ в нашем случае должна составлять 40 *пф*, а среднее значение емкости $C'_{св}$ равно 21,7 *пф*, то с учетом возможных разбросов емкости схемы в качестве подстроечного выбираем конденсатор типа КПК-1 с $C_{мин} = 6\ пф$ и $C_{макс} = 25\ пф$.

Величину коэффициента передачи рассчитываем на крайних частотах диапазона при антенне со средней емкостью 225 *пф.*

Из формулы (4-22) для частоты 150 *кгц* $K_{в.ц.\,нач} = \frac{21{,}7}{600}\cdot 25 = 0{,}9$ и

для частоты 420 *кгц* $K_{в.ц.\,кон} = \frac{21{,}7}{79}\cdot 24{,}8 = 6{,}8.$

Таким образом, все интересующие нас параметры входной цепи рассчитаны.

Если за счет изменения начальной емкости (или индуктивности) входного контура добиться компенсации расстройки входного контура антенной на какой-то частоте, близкой к средней частоте рабочего диапазона, то емкость конденсатора связи можно брать несколько большей величины, чем она получается из формулы (4-23). Последнее позволит получить увеличение коэффициента передачи входной цепи на 20—30%. При такой компенсации емкость конденсатора связи следует рассчитывать по следующей формуле:

$$C_{св} \leqslant C_{А\,мин} \sqrt{\frac{2\delta q}{p-1}},$$

а начальную емкость входного контура необходимо уменьшать по сравнению с начальными емкостями других контуров на

$$\Delta C_{нач} = 0{,}5 C_{А\,мин} \left(\frac{pm}{p+m} + \frac{m}{m+1} \right).$$

В приведенных формулах

$$p = \frac{C_{А\,макс}}{C_{А\,мин}}; \quad q = \frac{C_{э.мин}}{C_{А\,мин}}; \quad m = \frac{C_{св}}{C_{А\,мин}}.$$

Пользуясь этим методом, для данных примера 4-6 получим: $p=2$; $q=0{,}526$; $m=0{,}205$, $C_{св}=30{,}8$ *пф*; $C'_{св}=$ $=26{,}9$ *пф* (для среднего значения емкости антенн). Так как емкость конденсатора связи изменилась мало и остается значительно меньшей, чем минимальная емкость контура, то согласно (4-27) можно считать, что эквивалентная добротность контура на концах диапазона останется такой же, как и в примере 4-6. Поэтому при компенсации расстройки контура антенной коэффициент передачи входной цепи в начале диапазона будет равен 1,12, а в конце диапазона 8,43. Для осуществления компенсации расстройки начальную емкость входного контура необходимо уменьшить на

$$\Delta C_{нач} = 0{,}5 \cdot 150 \left(\frac{2 \cdot 0{,}205}{2 + 0{,}205} + \frac{0{,}205}{1 + 0{,}205} \right) = 26{,}5 \text{ пф}.$$

4-4. ВХОДНАЯ ЦЕПЬ С ИНДУКТИВНОЙ СВЯЗЬЮ С АНТЕННОЙ

Схема входной цепи с индуктивной связью приведена на рис. 4-1,*б*. Здесь передача энергии из антенной цепи во входной контур осуществляется вследствие магнитной (ин-

дуктивной) связи между катушкой связи $L_{св}$ и контурной катушкой L.

Полная эквивалентная схема рассматриваемой входной цепи (с учетом антенны) изображена на рис. 4-12. Из схемы рис. 4-12 следует, что входная цепь представляет собой два связанных контура. Антенный ненастраиваемый контур имеет резонансную частоту

$$f_A = \frac{1}{2\pi \sqrt{(L_A + L_{св}) C_A}} . \qquad (4\text{-}31)$$

Будем полагать параметры антенны L_A и C_A в пределах диапазона рабочих частот неизменными. При этом часто-

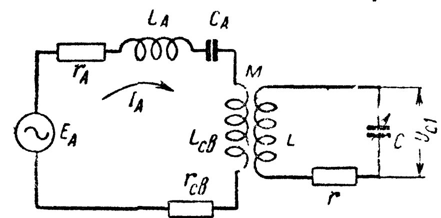


Рис. 4-12 Эквивалентная схема входной цепи с индуктивной связью.

та f_A, очевидно, сохранится постоянной. Собственная частота входного настраиваемого контура определяется его элементами L и C и изменяется в диапазоне от $f_{мин}$ до $f_{макс}$. Рассмотрим качественно работу схемы рис. 4-12. В первом из связанных контуров имеется э. д. с. E_A.

При индуктивной связи во втором контуре наводится э. д. с., равная произведению тока в первом контуре на величину ωM, называемую сопротивлением связи между контурами. Следовательно, в нашем случае э. д. с., наводимая во входном контуре, прямо пропорциональна сопротивлению связи между контурами ωM и силе тока в антенном контуре. При настройке входного контура в резонанс напряжение на контурном конденсаторе будет в $Q_э$ раз больше этой э. д. с. Ток в антенном контуре определяется э. д. с., наведенной в антенне, и полным сопротивлением антенного контура (их частным). Таким образом, коэффициент передачи входной цепи с индуктивной связью в первом приближении пропорционален степени связи между контурами M, добротности входного контура Q, и силе

тока в антенном контуре I_A. Последняя не постоянна в рабочем диапазоне частот входной цепи и зависит от характера изменения полного сопротивления антенного контура в этом диапазоне. Характер изменения полного сопротивления антенного контура определяется соотношением частоты f_A и крайних частот рабочего диапазона.

Если f_A находится в диапазоне рабочих частот, то вследствие резонанса при частоте сигнала, равной f_A, сопротивление антенного контура минимально и равно $r_A + r_{св}$. На других частотах оно будет значительно больше. Поэтому в этом случае коэффициент передачи имеет резкий максимум при частоте сигнала, равной f_A.

Когда f_A больше $f_{макс}$, то с ростом частоты сигнала происходит приближение к резонансной частоте антенного контура. При этом его сопротивление уменьшается, а ток в нем возрастает. Кроме того, с ростом частоты увеличивается сопротивление связи ωM. В результате, когда $f_A > f_{макс}$, коэффициент передачи резко возрастает с увеличением частоты сигнала.

При f_A меньше $f_{мин}$ с ростом частоты сигнала происходит удаление от резонансной частоты антенного контура, сопротивление последнего увеличивается, а ток в нем уменьшается. Но так как сопротивление связи ωM растет с частотой сигнала, то изменение I_A и ωM в известной степени взаимно компенсируются. Благодаря этому коэффициент передачи в рабочем диапазоне частот меняется мало.

Выясним теперь количественные соотношения для рассматриваемой схемы. Согласно сказанному ранее ток в антенном контуре определится частным

$$I_A = \frac{E_A}{\sqrt{(r'_A)^2 + \left(\omega L'_{св} - \frac{1}{\omega C_A}\right)^2}}, \qquad (4\text{-}32)$$

где

$$r'_A = r_A + r_{св}; \qquad L'_{св} = L_{св} + L_A;$$

э. д. с., наводимая антенным контуром во входном контуре, $E_2 = \omega M I_A$. Входной контур всегда настраивается в резонанс на частоту сигнала. При этом напряжение на реактивных элементах контура в $Q_э$ раз превышает введенную

в него э. д. с. Следовательно, напряжение на входном контуре $U_{c1}=\omega MI_AQ_э$, а с учетом (4-1) и (4-32) коэффициент передачи входной цепи определится таким соотношением:

$$K_{в.ц}=\frac{\omega MQ_э}{\sqrt{r_A'^2+\left(\omega L'_{св}-\frac{1}{\omega C_A}\right)^2}}. \qquad (4\text{-}33)$$

Рассмотрим отмеченные выше три частных случая соотношений собственной частоты антенной цепи и граничных частот рабочего диапазона:

1. Собственная частота антенной цепи лежит в диапазоне принимаемых частот $f_{мин}<f_A<f_{макс}$. Так как в приемниках для каждого частного диапазона обычно выполняется неравенство $k_д=\frac{f_{макс}}{f_{мин}}\geqslant 1{,}5$, то знаменатель выражения (4-33) в диапазоне рабочих частот сильно изменяет свою величину. При $f=f_A$ он имеет резкий минимум. Коэффициент передачи для этого случая изменяется в диапазоне принимаемых частот весьма резко, причем характер его изменения отображает форму резонансной кривой антенного контура (рис. 4-13,*а*). Но за счет множителя ωM правая ветвь кривой будет несколько приподнята. Вследствие сказанного выше этот случай в практике не используется.

2. Собственная частота антенного контура выше максимальной рабочей частоты диапазона $f_A>f_{макс}$. Согласно (4-31) $\frac{1}{\omega C_A}\gg\omega L_A$. Кроме того, $\frac{1}{\omega C_A}\gg r'_A$. Поэтому выражение (4-33) можно преобразовать так: $K_{в.ц}\approx\omega^2MC_AQ_{экв}$. Таким образом, здесь коэффициент передачи пропорционален квадрату частоты (рис. 4-13,*б*).

Практически этот случай используется, только когда требуется иметь резкое возрастание $K_{в.ц}$ с увеличением частоты.

3. Собственная частота антенной цепи меньше минимальной частоты рабочего диапазона $f_A<f_{мин}$. В этом случае согласно (4-31) $\omega L'_{св}\gg\frac{1}{\omega C_A}$, а $\omega L'_{св}\gg r'_A$, почему (4-33) примет вид:

$$K_{в.ц}\approx\frac{M}{L'_{св}}Q_э.$$

Следовательно, в первом приближении здесь $K_{в.ц}$ в диапазоне принимаемых частот не зависит от частоты настройки контура (рис. 4-13,*в*). Это очень выгодно отличает этот частный случай от первых двух, благодаря чему он и является наиболее распространенным в современных радиоприемниках.

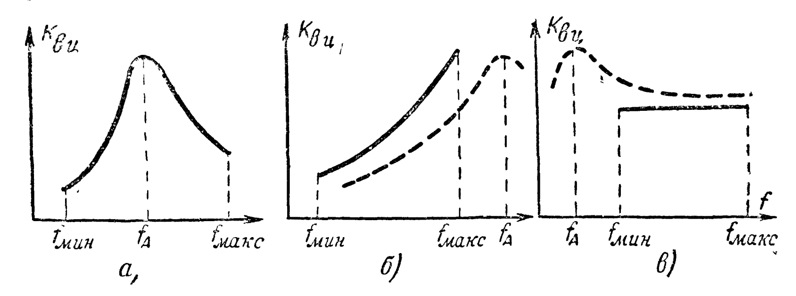


Рис. 4-13. Зависимость коэффициента передачи входной цепи с индуктивной связью от частоты настройки контура.
а—при $f_{мин}<f_A<f_{макс}$; *б*—при $f_{макс}<f_A$; *в*—при $f_{мин}>f_A$.

Производя более точное преобразование (4-33) для рассматриваемого случая, можно получить следующее выражение:

$$K_{в.ц}=\frac{kQ_э}{1-\left(\frac{f_A}{f}\right)^2}\sqrt{\frac{L}{L'_{св}}}, \tag{4-34}$$

где $k=\frac{M}{\sqrt{LL'_{св}}}$ — величина, близкая к коэффициенту связи между антенным и входным контурами. Точная величина коэффициента связи согласно (4-15) будет $\frac{M}{\sqrt{L_{св}L}}$. Но, как мы увидим дальше, практически $L_{св}\gg L_A$ и $L'_{св}\approx L_{св}$.

Для получения достаточно большого коэффициента передачи при хорошей равномерности его в диапазоне практически выбирают $f_A\leqslant(0,5\div0,7)f_{мин}$, благодаря чему $K_{в.ц}$ меняется по диапазону не более чем на $30\div50\%$ (см. штриховую линию на рис. 4-13,*в*).

Из формулы (4-34) видно, что, приближая f_A к $f_{мин}$, мы повышаем $K_{в.ц}$. Однако при этом он будет более резко изменяться в рабочем диапазоне частот. Удаляя f_A от $f_{мин}$,

мы уменьшаем $K_{в.ц}$, но одновременно с этим улучшаем постоянство его в диапазоне частот.

Избирательность входной цепи можно оценивать по эквивалентной добротности входного контура. Для этого можно пользоваться формулой (4-26), заменив в ней r'_A на активное сопротивление, вносимое из антенного контура во входной. Вносимое сопротивление определяется формулой

$$r_{вн} = \frac{\omega^2 M^2 r'_A}{r'^2_A + \left(\omega L'_{св} - \frac{1}{\omega C_A}\right)^2}.$$

Для третьего частного случая, наиболее распространенного в практике, $\omega L'_{св} \gg \frac{1}{\omega C_A}$ и $\omega L'_{св} \gg r'_A$. Поэтому с учетом (4-15), полагая $L'_{св} \approx L_{св}$, получим $r_{вн} \approx k^2 \frac{\omega L}{\omega L'_{св}} r'_A$. Таким образом, эквивалентная добротность входного контура равна

$$Q_э = \frac{Q}{1 + k^2 \frac{\omega L r'_A}{\omega L'_{св} r}} = \frac{Q}{1 + k^2 \frac{Q}{Q_A}}. \qquad (4\text{-}35)$$

Расстройка входного контура антенной происходит из-за того, что в него вносится реактивное сопротивление из антенной цепи. Величина этого сопротивления может быть рассчитана по формуле

$$X_{вн} = -\frac{\omega^2 M^2 \left(\omega L'_{св} - \frac{1}{\omega C_A}\right)}{r'^2_A + \left(\omega L'_{св} - \frac{1}{\omega C_A}\right)^2}.$$

Применительно к третьему частному случаю, считая

$$\left(\omega L'_{св} - \frac{1}{\omega C_A}\right) \gg r'_A \text{ и } L'_{св} \approx L_{св},$$

получим
$$X_{вн} = -\omega \left[k^2 \frac{L}{1 - \frac{f_A^2}{f^2}}\right].$$

То, что $X_{вн}$ получилось отрицательным, показывает, что влияние антенной цепи приводит к уменьшению эквивалентной индуктивности входного контура и повышению его собственной частоты. Рассуждая так же, как в § 4-3, с уче-

том (4-12) и считая, что $\frac{\Delta f}{f} \approx \frac{1}{2} \frac{\Delta L}{L}$, где ΔL есть величина, стоящая в квадратных скобках выражения для $X_{вн}$, получим выражение для предельного значения коэффициента связи между контурами. Оно будет

$$k \leqslant \sqrt{\delta\left[1-\left(\frac{f_A}{f}\right)^2\right]}. \qquad (4\text{-}36)$$

Расстройку входного контура антенной можно скомпенсировать некоторым увеличением емкости контура или соответствующим увеличением индуктивности его катушки. При работе в диапазоне частот это мероприятие позволяет снизить расстройку контура антенной в 2 раза или, оставляя абсолютное значение расстройки прежним, увеличить в 2 раза k, а следовательно и $K_{в.ц}$.

Из теории связанных контуров следует, что $K_{в.ц}$ имеет максимальное значение при определенном оптимальном коэффициенте связи $k = k_{опт}$. Но при этом, как известно, $r_{вн} = r$, что вдвое ухудшит избирательность входного контура. Поэтому во входных цепях современных приемников величину k берут такой, чтобы она удовлетворяла неравенству (4-36) и была меньше $0{,}5k_{опт}$. При $k = 0{,}5k_{опт}$ коэффициент передачи входной цепи составляет 80% от его максимальной величины, а затухание входного контура возрастает лишь на 25%. Оптимальное значение коэффициента связи можно определить из формулы

$$k_{опт} = \frac{1 - \frac{f_A^2}{f^2}}{\sqrt{Q\left(\frac{1}{Q_{св}} + \frac{r_A}{\omega L_{св}}\right)}}. \qquad (4\text{-}37)$$

Здесь $Q_{св}$ — добротность катушки связи.

При окончательном выборе величины коэффициента связи следует проверять возможность его конструктивного осуществления в соответствии с данными § 7-5.

Если параметры антенн, с которыми должен работать приемник, изменяются, то в формулы (4-36) и (4-37) следует подставлять максимально возможное значение собственной частоты антенного контура. Практически оно будет определяться $C_{A\,мин}$ и $L_{св}$.

Применяя компенсацию расстройки входного контура антенной на средней частоте диапазона за счет изменения L, можно почти в 2 раза увеличивать k, а следовательно, и $K_{вц}$. В этом случае k и ΔL следует рассчитывать по формулам:

$$k=\sqrt{\frac{2(1-A)(1-B)}{Q_э(B-A)}};\quad \Delta L=\frac{k^2L}{2}\left(\frac{1}{1-B}-\frac{1}{1-A}\right). \quad (4\text{-}36,а)$$

Здесь

$$A=\left(\frac{f'_{A\,мин}}{f_{макс}}\right)^2 \text{ и } B=\left(\frac{f'_{A\,макс}}{f_{мин}}\right)^2.$$

Методику расчета входной цепи с индуктивной связью выясним на следующем примере.

Пример 4-7. Рассчитать параметры входной цепи с индуктивной связью по исходным данным примера 4-6 (для третьего частного случая).

Определяем индуктивность катушки связи из (4-31) при минимальном значении емкости антенны, считая $L_A\approx 0$,

$$L_{св}=\frac{1}{4\pi^2\cdot 0{,}49\,f^2_{мин}C_{A\,мин}}=\frac{10^{12}}{4\cdot 9{,}81\cdot 0{,}49\cdot 0{,}150^2\cdot 10^{12}\cdot 150}=15{,}5\ мгн.$$

При больших значениях C_A f_A будет еще меньше, что уменьшит расстройку контура и несколько снизит $K_{в.ц}$, но сделает его по диапазону более равномерным.

Полагая $Q_{св}=50$, найдем минимальное значение $k_{опт}$. Как следует из формулы (4-37), оно будет при $f_{A\,макс}$ и $f_{мин}$

$$k_{опт.мин}=\frac{1-\left(\frac{0{,}7\cdot 150}{150}\right)^2}{\sqrt{25\left(\frac{1}{50}+\frac{50}{6{,}28\cdot 1{,}5\cdot 10^5\cdot 15{,}5\cdot 10^{-3}}\right)}}=0{,}65.$$

Находим значение k из условия допустимой расстройки, пользуясь формулой (4-36):

$$k\leqslant\sqrt{0{,}04\left[1-\left(\frac{0{,}7\cdot 150}{150}\right)^2\right]}=0{,}14.$$

Так как эта величина меньше $0{,}5\,k_{опт.мин}$ и конструктивно вполне выполнима, то берем ее за окончательную величину для дальнейших расчетов.

Диапазон рабочих частот в нашем случае одинаков с диапазоном примера (4-6), поэтому для настройки входного контура выбираем

тот же конденсатор переменной емкости. При выборе величины емкости подстроечного конденсатора нужно учитывать, что антенна. увеличивая собственную частоту контура, как бы уменьшает его емкость на небольшую величину, примерно равную $1{,}25\frac{C_{макс}}{Q}$. Поэтому формула (4-29) для третьего частного случая входной цепи с индуктивной связью переписывается так:

$$C_{подстр} = \frac{C_{макс} - k_{д}^{2} C_{мин}}{k_{д}^{2} - 1} - C_{сх} + 1{,}25\,\frac{C_{макс}}{Q}. \qquad (4\text{-}38)$$

Если входная цепь с индуктивной связью выполняется по второму частному случаю, то в формуле (4-38) знак перед членом $1{,}25\frac{C_{макс}}{Q}$ нужно изменить на обратный. В нашем случае

$$C_{подстр} = \frac{540 - 7{,}9\cdot 19}{7{,}9 - 1} - 20 + 1{,}25\,\frac{540}{25} = 67\ пф.$$

Выбираем для подстройки контура конденсатор типа КПК-2 с $C_{мин} = 10$ *пф* и $C_{макс} = 100$ *пф*. При таком методе выбора емкости подстроечного конденсатора индуктивность контурной катушки следует рассчитать по формуле (4-3). В нашем случае она останется той же что и для примера 4-6, т. е. 1 870 *мкгн*.

Рассчитываем эквивалентную добротность входного контура, пользуясь формулой (4-35) и считая $Q_{А} = \frac{\omega L'_{св}}{r'_{А}} \approx Q_{св}$. Она будет

$$Q_{э} = \frac{25}{1 + 0{,}14^{2}\,\frac{25}{50}} = 24{,}8.$$

Приведенные цифры показывают, что, выбирая $k < 0{,}5\,k_{опт}$, получаем малое изменение избирательности входной цепи за счет смены антенн, поэтому в расчетах можно брать $Q_{э} = Q$.

Из формулы (4-34) находим $K_{в.ц}$ для крайних частот диапазона при антенне с минимальной емкостью:

а) для частоты 150 *кгц*

$$K_{в.ц} = \frac{0{,}14\cdot 24{,}8}{1 - \left(\frac{0{,}7\cdot 150}{150}\right)^{2}}\sqrt{\frac{1{,}87}{15{,}5}} = 2{,}9;$$

б) для частоты 420 *кгц*

$$K_{в.ц} = \frac{0{,}14\cdot 24{,}8}{1 - \left(\frac{0{,}7\cdot 150}{420}\right)^{2}}\sqrt{\frac{1{,}87}{15{,}5}} = 1{,}6.$$

Для антенны с максимальной емкостью коэффициент передачи соответственно был бы 2,0 и 1,5.

При компенсации расстройки в середине диапазона согласно (4-36а) получим $B=0{,}49$, $A=0{,}0305$ и $k=0{,}288$. Так как величина k меньше $0{,}5k_{опт.\,мин}$ и конструктивно осуществима, то ее можно принять для осуществления. Для выполнения компенсации индуктивность входного контура следует увеличить на $\Delta L=0{,}07$ *мгн* (3,5% от L) и она будет 1,94 *мгн*. При выбранном $k=0{,}288$ согласно (4-34) коэффициент передачи будет равен 5,0 в начале и 2,7 в конце диапазона.

Казалось бы, что с целью повышения коэффициента передачи следовало взять контур с большей добротностью. Но в нашем диапазоне рабочих частот этого сделать нельзя, так как полоса пропускания входного контура была бы чрезмерно узка. Согласно формуле (4-12) для рассмотренной входной цепи $\Delta F_{мин}=\frac{f_{мин}}{Q_э}=\frac{150}{24{,}8}=6{,}0$ *кгц* и уже ее брать нельзя из-за резкого возрастания частотных искажений.

Сопоставление полученных результатов с данными примера 4-6 наглядно показывает преимущества входной цепи с индуктивной связью. Нужно отметить, что в диапазонных усилителях коэффициент усиления, как правило, растет с частотой, что приводит к некоторой компенсации неравномерности $K_{в.ц}$ по диапазону.

4-5. ВХОДНАЯ ЦЕПЬ С ИНДУКТИВНО-ЕМКОСТНОЙ СВЯЗЬЮ

С целью получения большого значения $K_{вц}$ при хорошей равномерности его по диапазону применяют комбинированную индуктивно-емкостную связь контура с антенной. Схема такой входной цепи приведена на рис. 4-1,*в*. Для того чтобы данная схема входной цепи обеспечивала большую величину коэффициента передачи при хорошем постоянстве в диапазоне частот, необходимо выполнять два следующих условия. Во-первых, индуктивная связь должна быть выполнена по третьему частному случаю. Во-вторых, оба вида связи должны действовать согласно, т. е. напряжения, создаваемые во входном контуре за счет каждой из них, должны быть в фазе.

Фаза напряжения, создаваемого в контуре вследствие емкостной связи, не может быть изменена. Фаза же напряжения, наведенного в контуре посредством индуктивной связи, зависит от взаимного расположения катушек. Если катушки неподвижны, то фазу этого напряжения можно изменить на 180°, поменяв местами концы катушки связи

или контурной катушки (но не обеих сразу). В случае правильного включения концов катушек напряжение на входном контуре при переключении концов одной из катушек будет уменьшаться. При неправильном включении напряжение на контуре будет увеличиваться. Такую проверку лучше всего делать на средней частоте диапазона.

Выбрав собственную частоту антенной цепи порядка (0,8—0,85) $f_{мин}$, посредством индуктивной связи можно получить большой коэффициент передачи в начале рабочего диапазона. При этом с ростом рабочей частоты коэффициент передачи должен резко падать. Но это уменьшение скомпенсируется действием емкостной связи. Соответствующим подбором емкости конденсатора связи $C_{св}$ и коэффициента взаимоиндукции между катушками можно добиться того, что $K_{в.ц}$ будет практически почти постоянен во всем диапазоне. Сказанное иллюстрируется рис. 4-14, на котором показаны графики зависимости $K_{в.ц}$ от частоты для различных схем связи входного контура с антенной. Из этого рисунка видно преимущество входной цепи с комбинированной связью.

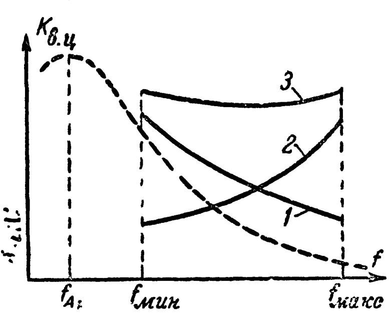


Рис. 4-14. Зависимость коэффициента передачи входной цепи от частоты.
1—для третьего частного случая индуктивной связи; 2—для емкостной связи; 3—для индуктивно-емкостной связи.

Численная величина коэффициента передачи входной цепи с индуктивно-емкостной связью примерно равна сумме коэффициентов передачи, обеспечивающихся за счет каждого вида связи в отдельности.

4-6. ВХОДНЫЕ ЦЕПИ РАДИОПРИЕМНИКОВ СВЧ[1]

В предыдущих параграфах было показано, что коэффициент передачи входной цепи в конечном итоге прямо пропорционален добротности входного контура и коэффициенту связи между антенным и входным контурами. Как будет показано в § 5-2, входное сопротивление лампы на СВЧ имеет весьма малую активную составляющую (сотни ом) и,

[1] Здесь и далее СВЧ — сверхвысокие частоты.

шунтируя входной контур, сильно снижает его добротность. Поэтому единственным средством повышения коэффициента передачи входной цепи на СВЧ является увеличение коэффициента связи.

Максимально допустимую величину коэффициента связи между антенным и входным контурами в рассмотренных ранее схемах входных цепей с ненастраивающимся антенным контуром ограничивала предельная величина расстройки входного контура антенной [см. (4-23) и (4-36)]. Для исключения влияния расстройки контура антенной на СВЧ применяют входные цепи с настраивающимся антенным контуром. Это позволяет брать большее значение коэффициента связи. При этом, конечно, антенной вносится во входной контур большее активное сопротивление.

Радиоприемники СВЧ обладают, как правило, сравнительно широкой полосой пропускания, что повышает уровень их собственных шумов. Поэтому на СВЧ стремятся построить входную цепь так, чтобы она обеспечивала наибольшее отношение сигнала к собственным шумам. Анализ этого вопроса показывает, что такое соотношение можно получить при связи, превышающей оптимальную. При работе входной цепи в широком диапазоне частот сильную связь можно осуществить только при настраивающейся антенной цепи. Если диапазон приемника узок или приемник должен работать на одной или нескольких фиксированных частотах, антенную цепь можно не настраивать, а расстройку входного контура антенной компенсировать.

Так как условия получения наибольшего коэффициента передачи входной цепи и наибольшего отношения $\frac{\text{сигнал}}{\text{шум}}$ в ней не совпадают, то практически ее рассчитывают на оптимальный коэффициент связи, а при настройке добиваются наибольшего отношения $\frac{\text{сигнал}}{\text{шум}}$.

На рис. 4-15,*а* приведена типичная для СВЧ схема входной цепи, применяющаяся в большинстве приемников метрового диапазона. Штриховая линия между катушками, один конец которой заземлен, изображает электростатический экран. Его назначением является устранение несимметричной емкостной связи между катушками за счет емкости между их витками. Нижний конец контурной катушки заземлен, поэтому при отсутствии электростатического экрана емкость нижнего конца катушки связи относительно земли была бы больше, чем у верхнего. Из-за этого

нарушилась бы симметричность нагрузки обеих половин вибратора антенны и ухудшилась бы работа антенны.

Так как на СВЧ входное сопротивление лампы обычно много меньше резонансного сопротивления контура, то с целью уменьшения шунтирующего действия лампа подключается к контуру автотрансформаторно. Это также уменьшает действие ее входной емкости на собственную частоту контура.

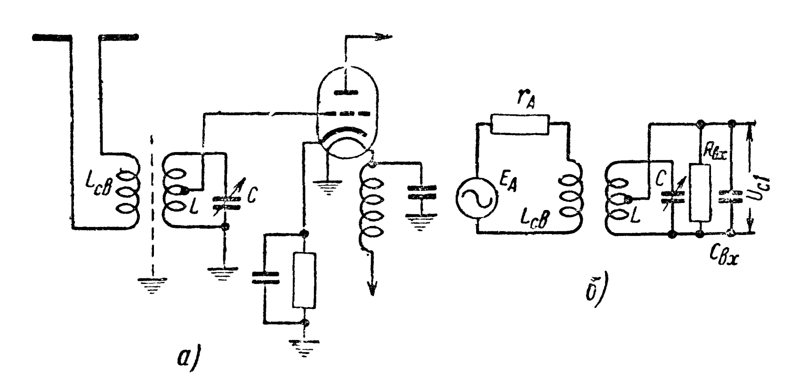


Рис. 4-15. Схемы входной цепи приемника СВЧ.
а — принципиальная, *б* — эквивалентная.

Эквивалентная схема входной цепи рис. 4-15,*а* изображена на рис. 4-15,*б*. Максимальное значение $K_{в.ц}$ для этой схемы получается при согласовании сопротивления $R_{вх}$, являющегося нагрузочным, и сопротивления r_A, представляющего собой внутреннее сопротивление источника э. д. с., ибо при постоянном сопротивлении нагрузки наибольшее напряжение на нем будет при передаче к нему наибольшей мощности. Роль согласующего элемента здесь выполняют катушка связи и контур. Максимальная мощность, которую источник может отдать нагрузке при согласовании, т. е. при $r_A = R'_{вх}$, где $R'_{вх}$ — сопротивление $R_{вх}$, пересчитанное в антенный контур, равна:

$$P_{макс} = \frac{E_A^2}{4r_A}.$$

Если положить, что потери в согласующих элементах отсутствуют, то вся эта мощность должна выделиться на

сопротивлении $R_{вх}$. Следовательно, напряжение на сетке первой лампы будет $U_{c1} = \frac{1}{2} E_A \sqrt{\frac{R_{вх}}{r_A}}$.

Отсюда максимально возможное значение $K_{в.ц}$ для входной цепи с настраивающимся антенным контуром при $R_{0э} \gg R_{вх}$ определится формулой

$$K_{в.ц.\,макс} = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{R_{вх}}{r_A}}. \qquad (4\text{-}39)$$

За счет потерь в согласующих элементах в реальном случае $K_{в.ц}$ будет несколько меньше.

Так как выражение (4-39) выведено из условия оптимальной связи, то очевидно, что избирательность такой входной цепи равна избирательности контура, затухание которого равно 2δ (здесь δ должно быть взято с учетом влияния $R_{вх}$ на контур).

Пример 4-8. Определить $K_{в\,ц}$ входной цепи с настроенным антенным контуром при оптимальной связи на частоте 300 *Мгц* для ламп: а) 6К1Ж ($R_{вх} = 1{,}8$ *ком*); б) 6Ж4 ($R_{вх} = 100$ *ом*). Антенна—полуволновый вибратор с $r_A \approx 75$ *ом*.

Из (4-39)

$$а)\ K_{в\,ц} = \frac{1}{2}\sqrt{\frac{1\,800}{75}} = 2{,}4;$$

$$б)\ K_{в\,ц} = \frac{1}{2}\sqrt{\frac{100}{75}} = 0{,}58.$$

Данный пример показывает, насколько важно, чтобы первая лампа приемника СВЧ имела большое входное сопротивление.

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ ДЛЯ ПОВТОРЕНИЯ

1. В чем состоят функции входной цепи радиоприемника?
2. Какие требования предъявляются к входным цепям приемника?
3. Какие схемы входных цепей применяются в современных приемниках? Их сравнительная оценка?
4. Каково назначение резонансных контуров в приемнике?
5. В чем состоят преимущества применения в резонансных системах связанных контуров вместо одиночных?
6. Какую величину принято называть обобщенной расстройкой? Каковы ее основные свойства?
7. Какую кривую называют обобщенной резонансной кривой одиночного контура? Ее характерные свойства? Как ею пользоваться для оценки избирательных свойств различных контуров?
8. Почему для связанных контуров существует семейство обобщенных резонансных характеристик? Их характерные свойства? Как ими

пользоваться для оценки избирательных свойств различных связанных контуров?

9. Как строятся обобщенные резонансные кривые многокаскадных систем по кривым отдельных каскадов?

10. Как определить частотные искажения сигнала, возникающие при использовании одиночного и связанных контуров?

11. Какова связь коэффициента передачи и избирательности с параметрами входной цепи с емкостной связью?

12. Какова связь коэффициента передачи и избирательности с параметрами входной цепи с индуктивной связью?

13. Каковы условия получения хорошего постоянства коэффициента передачи входной цепи в диапазоне рабочих частот?

14. Из каких условий следует выбирать емкость конденсатора связи и величину коэффициента связи во входных цепях?

15. Из каких условий следует выбирать максимальную и минимальную емкости конденсатора переменной емкости для настройки контура входной цепи?

16. Из каких условий следует выбирать емкость подстроечного конденсатора в контуре входной цепи?

17. Каковы достоинства входной цепи с индуктивно-емкостной связью?

18. Каковы условия получения максимального коэффициента передачи входной цепи приемников СВЧ?

ЗАДАЧИ

1. Выбрать емкость конденсатора связи входной цепи с емкостной связью, если емкости антенн, с которыми придется работать приемнику, изменяются от 100 до 300 *пф*, добротность входного контура равна 75 и минимальная емкость контура 50 *пф*. Вследствие влияния антенны добротность входного контура уменьшается на 10%.

Ответ: 9 *пф*.

2. Для третьего частного случая выбрать емкость подстроечного конденсатора входной цепи с индуктивной связью, имеющей следующие параметры: $f_{мин} = 520$ *кгц*; $f_{макс} = 1\,500$ *кгц*; $C_{макс} = 500$ *пф*; $C_{мин} = 20$ *пф*; $C_{вх} = 8$ *пф*; $C_{кат} = 4$ *пф*; $C_{м} = 10$ *пф*; добротность 50.

Ответ: 37 *пф*.

3. Определить индуктивность катушки связи входной цепи с индуктивной связью, параметры которой приведены во второй задаче, полагая $f_{A\,макс} = 0{,}7\ f_{мин}$ при $C_{A\,мин} = 100$ *пф*.

Ответ: 1,9 *мгн*.

4. Выбрать величину коэффициента связи входной цепи с индуктивной связью для третьего частного случая с данными второй и третьей задач, полагая $f_A = 0{,}7\ f_{мин}$; $r_A = 240$ *ом*; $Q_{св} = 10$.

Ответ: 0,095.

5. Рассчитать индуктивность контурной катушки по данным второй задачи.

Ответ: 170 *мкгн*.

ГЛАВА ПЯТАЯ

УСИЛИТЕЛИ ВЫСОКОЙ ЧАСТОТЫ

5-1. НАЗНАЧЕНИЕ, ОСНОВНЫЕ ТРЕБОВАНИЯ И СХЕМЫ УСИЛИТЕЛЕЙ ВЫСОКОЙ ЧАСТОТЫ

В § 1-3 определено назначение усилителя высокой частоты в радиоприемнике. Вместе со входной цепью он должен обеспечить требующееся усиление принятого полезного радиосигнала на его несущей частоте и заданную избирательность. Там же было показано, что усилитель высокой частоты, как и входная цепь, должен работать во всем диапазоне рабочих частот приемника. Поэтому его контуры должны быть перестраивающимися. Так как систему связанных контуров для работы в диапазоне частот построить трудно, нагрузкой в каскадах усилителей высокой частоты современных приемников обычно являются одиночные контуры. Следовательно, усилителем высокой частоты современных приемников является резонансный усилитель. На рис. 5-1 приведены основные схемы резонансных усилителей, применяющихся в приемниках.

Усилители высокой частоты характеризуются следующими основными показателями, по которым оценивается качество их работы:

а) величина устойчивого коэффициента усиления на резонансной частоте и его постоянство в диапазоне рабочих частот;

б) избирательность;

в) диапазон рабочих частот;

г) степень искажений;

д) удобство управления и простота конструкции.

Резонансным коэффициентом усиления принято называть отношение

$$K_0 = \frac{U_{m\,вых}}{U_{m\,вх}} \qquad (5\text{-}1)$$

при настройке нагрузочного контура в резонанс на частоту сигнала. Чем он больше и равномернее в диапазоне рабочих частот, тем лучше будет усилитель. В формуле (5-1) $U_{m\,вх}$ и $U_{m\,вых}$ — амплитуды сигнала на входе и выходе усилителя.

Избирательность усилителя оценивается по форме его резонансной кривой. Задается она обычно минимальной шириной полосы пропускания и величиной необходимого ослабления при определенной расстройке.

Диапазон рабочих частот определяется минимальной ($f_{мин}$) и максимальной ($f_{макс}$) рабочими частотами приемника. В некоторых типах приемников, таких, как радиове-

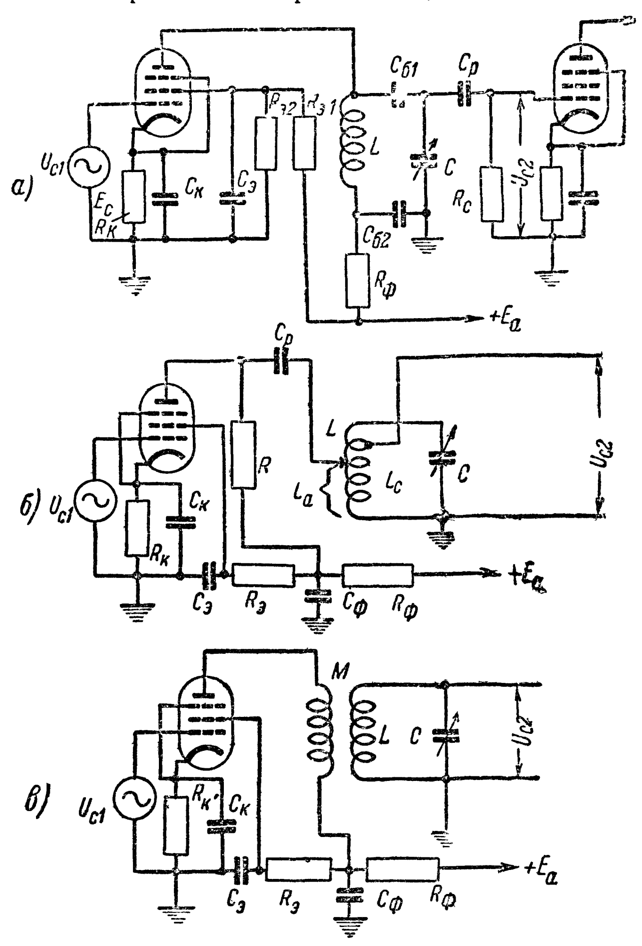


Рис. 5-1. Схемы резонансных усилителей.

а—с непосредственным включением контура, *б*—с автотрансформаторным включением контура, *в*—с трансформаторным включением контура.

щательные, в общем диапазоне рабочих частот отдельные участки могут быть нерабочими. Диапазон рабочих частот считается перекрывающимся, если усилитель можно настроить на любую частоту диапазона и при этом коэффи-

циент усиления и избирательность будут не хуже требующихся.

В усилителе высокой частоты могут иметь место все три вида искажений, описанных в § 1-4. Частотные искажения определяются формой резонансной кривой усилителя и могут быть определены по методике, описанной в § 4-2. В пределах полосы пропускания фазовая характеристика усилителя при любом числе каскадов весьма близка к прямой линии. Поэтому для сигналов, спектр частот которых находится в пределах полосы пропускания резонансного усилителя, фазовые искажения очень малы. Нелинейные искажения резонансного усилителя определяются нелинейностью участка характеристики лампы, в пределах которого может перемещаться рабочая точка. Они тем меньше, чем меньше амплитуда сигнала и линейнее характеристика лампы. Амплитуды полезных сигналов на входе усилителя высокой частоты обычно не превышают 0,01—0,1 *в*. Поэтому существенные нелинейные искажения в них могут быть лишь при наличии на сетке лампы полезных или мешающих сигналов от местных станций с э. д. с., превышающей указанные величины.

Рассмотрим назначения отдельных элементов резонансного усилителя. Наиболее часто усилители высокой частоты современных приемников строятся по схеме с непосредственным включением контура и последовательным питанием анодной цепи лампы (рис. 5-1,*а*). Нагрузкой лампы служит резонансный контур LC, настраиваемый на частоту сигнала конденсатором переменной емкости C. Создающееся на контуре напряжение является выходным напряжением каскада и передается через разделительную цепочку C_pR_c на сетку лампы следующего каскада. Конденсатор C_p вместе с R_c составляет переходную цепочку к сетке лампы, а сопротивление R_c служит также сопротивлением утечки сетки и для подачи напряжения смещения на сетку этой же лампы. В схеме параллельного питания анода переходная цепочка, как известно, находится в анодной цепи (рис. 5-1,*б*).

Для того чтобы сопротивление R_c мало шунтировало контур, его величина обычно определяется из неравенства

$$R_c \geqslant (5 \div 10) R_{0э.макс}, \qquad (5\text{-}2)$$

где $R_{0э.макс}$ — наибольшее эквивалентное сопротивление нагрузочного контура.

Чтобы на конденсаторе C_p не создавалось большого падения напряжения сигнала, его сопротивление токам частоты сигнала должно быть меньше $0,1R_c$. Это имеет место, если его емкость

$$C_p \geqslant \frac{1,5}{f_{мин} R_c}. \quad (5\text{-}3)$$

Кроме того, должно выполняться неравенство

$$C_p \geqslant 20\,(C_{вх} + C_м), \quad (5\text{-}4)$$

где $C_{вх}$ — входная емкость лампы следующего каскада;

$C_м$ — монтажная емкость, относящаяся ко входу следующего каскада.

Сопротивление $R_к$ служит для автоматического создания напряжения смещения E_c на сетку лампы. Его величина согласно закону Ома определяется из формулы

$$R_к = \frac{E_c}{I_a + I_э}. \quad (5\text{-}5)$$

Здесь I_a и $I_э$ — анодный и экранный токи лампы при выбранной рабочей точке. Конденсатор $C_к$ шунтирует сопротивление $R_к$ по переменным токам с целью предотвращения образования сильной отрицательной обратной связи за счет сопротивления $R_к$ (см. § 5-8).

Его сопротивление токам частоты сигнала должно быть меньше $0,01 \div 0,001 R_к$, а на основании этого

$$C_к \geqslant \frac{15 \div 150}{f_{мин} R_к}. \quad (5\text{-}6)$$

Сопротивления $R_{э1}$ и $R_{э2}$ образуют потенциометр для подачи напряжения на экранную сетку лампы. Величины этих сопротивлений следует брать из формул

$$R_{э2} = \frac{E_э}{2I_э}; \quad (5\text{-}7)$$

$$R_{э1} = \frac{E_a - E_э}{3I_э}; \quad (5\text{-}8)$$

Достоинством такой схемы питания является то, что при изменении в широких пределах напряжения смещения на управляющей сетке лампы напряжение на ее экранной сетке будет меняться мало.

В схеме с гасительным сопротивлением, приведенной на рис. 5-1,*б*, сопротивление $R_э$ определяется из уравнения

$$R_э = \frac{E_a - E_э}{I_э}. \quad (5\text{-}9)$$

Однако в этом случае напряжение на экранной сетке лампы будет изменяться прямо пропорционально изменению напряжения смещения. Объясняется это тем, что при увеличении смещения ток экранной сетки уменьшается. Вследствие этого уменьшается падение напряжения на сопротивлении $R_э$ и повышается напряжение на экранной сетке, что приведет к увеличению крутизны лампы и коэффициента усиления каскада. Поэтому схему питания экранной сетки с гасительным сопротивлением лучше всего применять при постоянном напряжении смещения на управляющей сетке. Следует помнить, что потенциометр $R_{э1}R_{э2}$ при определении его данных по формулам (5-7) и (5-8) потребляет от анодного источника ток $2I_э$, в то время как в случае схемы с гасительным сопротивлением никакого добавочного тока от анодного источника не потребляется.

Конденсатор $C_э$ замыкает накоротко для переменных токов участок экранная сетка — катод лампы и тем самым предотвращает создание на экранной сетке переменных напряжений, которые могли бы управлять электронным потоком лампы. Его емкость следует выбирать из неравенства (5-6), подставляя в него $R_{э2}$ вместо $R_к$.

Все настраиваемые контуры современных радиоприемников управляются одной ручкой. При настройке контуров конденсаторами переменной емкости это достигается применением блока конденсаторов, в котором все роторы насажены на одну общую металлическую ось, электрически соединенную с шасси приемника. Поэтому, чтобы не замкнуть источник анодного напряжения, в схеме последовательного питания необходимо включать в контур специальный блокировочный конденсатор $C_{б2}$. Емкость этого конденсатора следует выбирать из неравенства

$$C_{б2} \geqslant (50 \div 100)\, C_{макс}. \quad (5\text{-}10)$$

Конденсатор $C_{б2}$ является элементом контура. Поэтому, чтобы он не вносил в контур большого затухания, он должен обладать малыми диэлектрическими потерями.

Кроме указанной выше функции конденсатор $C_{б2}$ вместе с сопротивлением $R_ф$ образует развязывающий фильтр анодной цепи. Для хорошего выполнения этой задачи его емкость должна удовлетворять неравенству

$$C_{б2} \geqslant \frac{15 \div 150}{f_{мин} R_ф}. \quad (5\text{-}11)$$

Сопротивление $R_ф$ обычно выбирается в пределах от 1 до 10 *ком* в зависимости от допустимого на нем падения напряжения.

Конденсатор $C_{б1}$ включают для предотвращения короткого замыкания источника анодного напряжения при замыкании между пластинами конденсатора переменной емкости. Его величину следует выбирать из условия (5-10).

Для уменьшения шунтирования контура входным и выходным сопротивлениями ламп (с целью повышения избирательности усилителя) применяют автотрансформаторное включение контура. Схема усилителя с автотрансформаторным включением контура для случая параллельного питания анодной цепи лампы приведена на рис. 5-1, *б*. Характерной особенностью этой схемы является то, что к лампе подключается только часть витков контурной катушки, чем и объясняется название схемы. В усилителях приемников в схеме параллельного питания вместо дросселя часто применяют активное сопротивление R, так как оно обладает значительно меньшими размерами и собственной емкостью, чем дроссель. Так как анодный ток высокочастотных пентодов не превышает 5—9 *ма*, то падение напряжения на нем бывает не более 70 — 120 *в*, что вполне допустимо. Его величина должна выбираться из условия

$$R \geqslant (5 \div 10)\, p_a^2 \cdot R_{0\,э.макс}, \quad (5\text{-}12)$$

где коэффициент $p_a = \frac{L_a}{L}$ называется коэффициентом неполного (автотрансформаторного в данном случае) подключения лампы к контуру. Аналогично $p_c = \frac{L_c}{L}$ — коэффициент неполного подключения сетки лампы следующего каскада к контуру. Оба эти коэффициента могут изменяться в пределах от нуля до единицы. При $p_a = p_c = 1$ образуется схема непосредственного включения контура. Следовательно, она является частным случаем схемы с неполным (автотрансформаторным) включением.

Емкость разделительного конденсатора C_p следует брать из формулы (5-3), подставляя в нее $p_a^2 R_{0э\ мин}$ вместо R_c.

Остальные элементы схемы имеют те же назначения, что и на рис. 5-1,*а*. В дальнейшем для сокращения повторений объяснения назначения отдельных элементов схем будем применять те же обозначения, что и на рис. 5-1,*а* и *б*.

Широкое распространение получил усилитель с трансформаторным включением контура (рис. 5-1,*в*). Достоинством этой схемы является удобство подбора необходимой связи контура с лампой, что очень важно при налаживании усилителей. Кроме того, элементы контура здесь не находятся под напряжением анодного источника, что упрощает схему контура и не требует включения переходной цепочки.

5-2. ЭКВИВАЛЕНТНАЯ СХЕМА УСИЛИТЕЛЬНОЙ ЛАМПЫ

В усилительном каскаде лампа является элементом, с помощью которого происходит преобразование энергии постоянного тока, получаемой от анодной батареи, в энергию переменного тока, выделяемую на нагрузке лампы. Создаваемые при таком преобразовании напряжение или мощность переменного тока обычно бывают значительно больше тех, которые подводятся к сетке лампы для управления ее работой. Поэтому принято говорить, что лампа усиливает переменные напряжения, токи или их мощность.

Работу лампы в усилительном каскаде можно представить так. Анодный ток лампы i_a изменяется в такт с изменением входного (управляющего) напряжения, приложенного между ее сеткой и катодом.

Проходя по нагрузочному сопротивлению, этот ток и создает на нем выходной сигнал. Усилительные свойства лампы пропорциональны крутизне ее характеристики в рабочей точке. Изменение анодного тока будет тем больше, чем больше крутизна лампы ($i_a = SU_c$).

При работе лампы на СВЧ существенную роль играет ряд факторов, действием которых в диапазонах длинных и коротких волн обычно пренебрегают. Неверно для этого случая представление о том, что анодный ток лампы совпадает по фазе с напряжением, приложенным к ее входу (участку сетка — катод).

Остановимся на выяснении этих вопросов несколько подробнее. На рис. 5-2 изображена схема трехэлектродной лампы с учетом ее междуэлектродных емкостей и проводимостей, а также индуктивностей вводов. Экранированные

лампы и пентоды могут быть приведены к этой же эквивалентной схеме. Отличие будет только в порядке численных величин отдельных элементов схемы. На рис. 5-2 междуэлектродные емкости и активные проводимости обозначены индексами тех электродов, между которыми они физически существуют, а индуктивности вводов — индексами того электрода, вводом которого они образуются.

У обычных приемно-усилительных ламп, не предназначенных для работы на СВЧ, междуэлектродные емкости

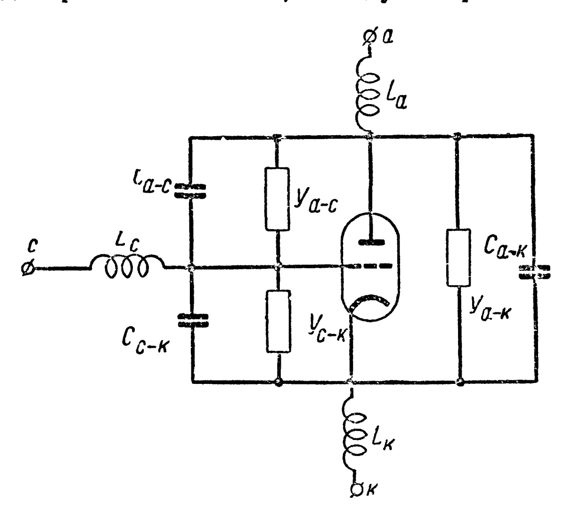


Рис. 5-2. Схема триода

имеют величины от тысячных долей до единиц пикофарад, индуктивности вводов — от сотых до десятых долей микрогенри и почти не зависят от частоты. Небольшая часть активных междуэлектродных проводимостей определяется диэлектрическими потерями в изоляторах (диэлектриках), разделяющих электроды лампы. Бо́льшая же часть этих проводимостей определяется другими причинами, сказывающимися практически лишь на СВЧ.

В первом приближении можно считать, что индуктивности вводов увеличивают активные междуэлектродные проводимости лампы, причем наибольшее действие оказывает индуктивность катодного ввода. На основании этого для изучения усилительных свойств лампы ее можно представить в виде эквивалентной по переменным токам схемы, приведенной на рис. 5-3. В данной схеме генератор

тока SU_c характеризует усилительные свойства лампы. Этот генератор можно считать источником, создающим переменную составляющую анодного тока лампы, работающей в усилительном режиме.

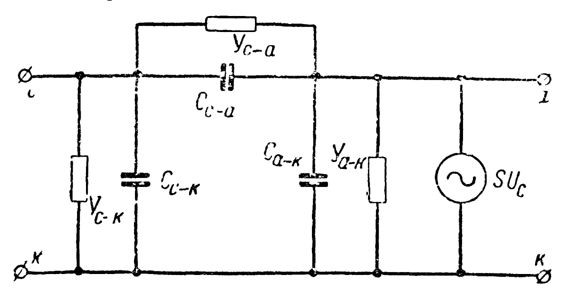


Рис. 5-3. Эквивалентная схема усилительной лампы.

Влияние индуктивности вводов можно рассмотреть на примере действия индуктивности катодного ввода для пентода, схема которого в упрощенном виде изображена на

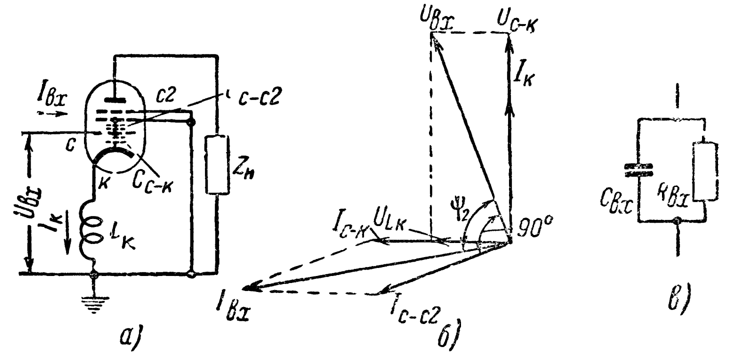


Рис. 5-4. Схема пентода, векторная диаграмма и эквивалентная схема его входа с учетом индуктивности катодного ввода.

рис. 5-4,*а*. Данная схема справедлива только для переменных токов. Здесь экранная и противодинатронная сетки непосредственно заземлены, так как спротивление конденсатора, включаемого между экранной сеткой и землей для токов высокой частоты очень мало.

Построим векторную диаграмму для входной цепи лампы. За основу возьмем вектор напряжения $U_{c\text{-}к}$, действующего непосредственно между электродами сетка—катод.

Так как внутреннее сопротивление пентода велико, то в первом приближении можно считать, что катодный ток лампы $\overline{I}_к$ совпадает по фазе с напряжением $\overline{U}_{с\text{-}к}$. Ток $\overline{I}_к$, проходя по индуктивности $L_к$, создает на ней напряжение $\overline{U}_{Lк}$, опережающее его на 90°. Геометрическая сумма напряжений $\overline{U}_{с\text{-}к}$ и $\overline{U}_{Lк}$ составит входное напряжение $U_{вх}$. Это напряжение уже приложено между сеточным и катодным вводами лампы, т. е. между сеточным и катодным штырьками лампового цоколя.

Из рис. 5-4, *а* непосредственно следует, что входной ток лампы, дойдя до сетки, может идти обратно к источнику входного напряжения двумя путями: через емкость $C_{с\text{-}с2}$ и через емкость $C_{с\text{-}к}$, включенную последовательно с индуктивностью $L_к$. Найдем эти составляющие входного тока. Согласно рис. 5-4, *а* все входное напряжение $U_{вх}$ приложено к емкости $C_{с\text{-}с2}$ и создает через нее емкостный ток $I_{с\text{-}с2}$, опережающий входное напряжение на 90°. Емкостный ток $I_{с\text{-}к}$ через емкость $C_{с\text{-}к}$ опережает на 90° создающее его напряжение $U_{с\text{-}к}$.

Полный входной ток лампы будет равен сумме токов $\overline{I}_{с\text{-}к}$ и $\overline{I}_{с\text{-}с2}$. Из векторной диаграммы рис. 5-4, *б* следует, что угол между входным напряжением лампы и ее входным током ψ_2 меньше 90°. Это указывает на то, что входная цепь лампы эквивалентна параллельному соединению емкости и активного сопротивления (рис. 5-4, *в*). Чем больше $L_к$, тем меньше угол ψ_2 и больше активная составляющая входной проводимости. Это видно из векторной диаграммы. С увеличением $L_к$ возрастает вектор $U_{Lк}$ и вектор входного напряжения сильнее отклоняется от вектора напряжения $U_{с\text{-}к}$. На такой же угол против часовой стрелки отклоняется и вектор $I_{с\text{-}с2}$. Но вектор $I_{вх}$, как это следует из построения диаграммы, отклонится уже на меньший угол, чем вектор $U_{вх}$, что и приведет к уменьшению угла ψ_2.

Повышение частоты подводимого к лампе напряжения неизбежно вызовет увеличение входного тока, так как возрастет каждая из его составляющих (емкостные токи $I_{с\text{-}к}$ и $I_{с\text{-}с2}$). Кроме того, при повышении частоты увеличится падение напряжения на индуктивности катодного ввода $U_{Lк}$, что неизбежно приведет к уменьшению угла ψ_2 и росту

активной составляющей входного тока (так же как и за счет увеличения $L_к$).

Итак, активная составляющая входного тока лампы с повышением частоты увеличивается по двум причинам: вследствие роста емкостных составляющих входного тока и уменьшения угла ψ_2. Поэтому можно предполагать, что активная составляющая входной проводимости лампы прямо пропорциональна, а входное сопротивление обратно пропорционально квадрату частоты. Аналогично влияют на междуэлектродные активные проводимости индуктивности других вводов лампы.

Большое влияние на активные междуэлектродные проводимости лампы в диапазоне СВЧ оказывает инерционность ее электронного потока. Время, необходимое для пролета электронов от катода до сетки или анода невелико. Для обычных приемно-усилительных ламп оно составляет 10^{-8}—10^{-9} *сек*. В диапазонах длинных и коротких волн период переменного напряжения превышает $3{,}3 \cdot 10^{-8}$ *сек*.

Следовательно, можно считать, что электроны пролетают расстояние от катода до сетки или анода за очень малую долю периода и что за время пролета электрона между электродами переменное напряжение на них не успевает заметно измениться. Поэтому в диапазонах длинных и коротких волн лампы принято считать безынерционными, подразумевая под этим, что изменения ее анодного тока во времени в точности повторяют все изменения напряжения, подводимого к ее входу, т. е. что они синфазны.

В диапазоне СВЧ время пролета электронов между электродами лампы становится соизмеримым с периодом входного напряжения (для частоты 1 000 *Мгц* период равен 10^{-9} *сек*) и ее уже нельзя считать безынерционной. В этом случае изменения анодного тока будут как бы отставать по фазе от изменений напряжения на сетке.

Рассмотрим характер токов в сеточном вводе лампы, наводимых в нем движением электронов. Известно, что направление наводимого тока во внешней цепи определяется знаком движущегося заряда и направлением его движения. Величина наводимого тока определяется скоростью движения и величиной движущегося заряда.

Возникновение наводимых токов во внешних выводах электродов лампы можно кратко пояснить на примере плоского конденсатора, изображенного на рис. 5-5. Если между обкладками конденсатора имеется неподвижный то-

чечный отрицательный заряд — q, то в соответствии с законом электростатической индукции он наводит на обкладках положительные заряды $+q_1$ и $+q_2$. Величины этих зарядов прямо пропорциональны величине заряда q и обратно пропорциональны расстоянию заряда от соответствующей обкладки конденсатора. При перемещении заряда q ближе к верхней обкладке увеличивается заряд этой обкладки q_1 и уменьшается заряд q_2. Сумма наведенных зарядов равна заряду q. Следовательно, если заряд q движется вверх, то заряд q_1 увеличивается, а заряд q_2 уменьшается, причем их сумма остается постоянной. Такое изменение зарядов обкладок конденсатора вызывает ток во внешнем проводе, соединяющем обкладки конденсатора. Этот ток и принято называть наводимым током. Если заряд q будет двигаться сверху вниз, то перераспределение зарядов обкладок конденсатора будет обратным и во внешнем проводе потечет наводимый ток обратного знака. При колебательном движении заряда во внешнем проводе создается переменный наводимый ток.

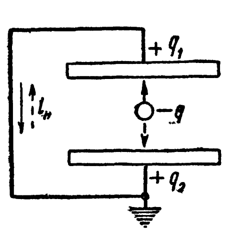


Рис. 5-5. К объяснению появления наводимого тока.

Для правильного объяснения работы лампы на СВЧ следует учитывать токи во внешних цепях, наводимые движущимися электронами.

Иначе говоря, токи в сеточной и анодной цепях лампы создаются сразу же после начала движения электронов от катода, а не с того момента, когда электроны попадают на эти электроды. Поэтому же в сеточной цепи лампы всегда существуют наводимые токи, хотя вследствие большого отрицательного смещения на сетку лампы электроны не попадают.

Пусть в сеточном вводе лампы электроны, движущиеся от катода к сетке, наводят ток I_{c1} (рис. 5-6,*а*), а электроны, движущиеся от сетки к аноду, — ток I_{c2}. При частотах ниже 20—30 *Мгц* можно считать, что время пролета электронов от катода к аноду много меньше периода переменного напряжения на входе лампы. Поэтому в каждый данный момент времени плотность потока электронов, движущегося на участках катод—сетка и анод—сетка, одинакова. В результате токи I_{c1} и I_{c2} оказываются равными по величине и сдвинутыми по фазе на 180° и их равнодействующая равна нулю (рис. 5-6,*б*).

Иная картина имеет место, когда время пролета электронов между электродами лампы соизмеримо с периодом входного напряжения лампы, т. е. на СВЧ. Векторная диаграмма для этого случая приведена на рис. 5-6,*в*. С небольшой погрешностью можно считать, что электрическое поле распространяется в лампе мгновенно. Поэтому движение электронов и плотность их потока у самого катода управляются в основном напряжением, имеющимся в данный момент между катодом и сеткой. Но так как на СВЧ период входного напряжения соизмерим со временем пролета элек-

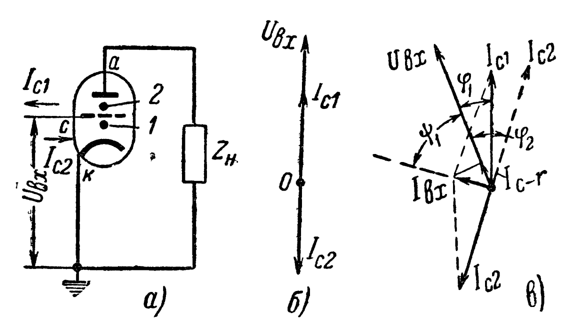


Рис. 5-6. Схема триода (*а*) и векторные диаграммы его входа для высоких (*б*) и сверхвысоких (*в*) частот.

тронов, то за время пролета электронов от катода к сетке напряжение на ней может существенно измениться. Поэтому в каждый момент времени плотность электронного потока в различных точках пути между катодом и анодом получается различной. Чем дальше рассматриваемое сечение от катода, тем более раннему напряжению на сетке соответствует плотность электронного потока. Иначе говоря, в каждом сечении лампы вдоль пути движения электронов изменение плотности электронного потока отстает по фазе от изменения напряжения на сетке и тем на больший угол, чем выше частота и дальше расстояние рассматриваемого сечения от катода. Суммарный ток I_{c1}, наводимый в сеточном вводе электронами, движущимися между катодом и сеткой, можно представить как ток, создающийся каким-то эквивалентным зарядом q_1, сконцентрированным в рассматриваемый момент времени в некоторой точке *1* (рис. 5-6,*а*). Аналогично наводимый ток I_{c2} можно представлять как ток, создающийся эквивалентным зарядом q_2, который сконцентрирован в точке 2.

Чтобы заряд q_1 при своем движении от катода к аноду достиг точки *1*, необходимо некоторое время. На это время отстанет изменение плотности заряда в данной точке от изменения напряжения на входе лампы. Выразив это время в угловой мере периода входного напряжения через угол φ_1, получим, что ток I_{c1} отстает по фазе от $U_{вх}$ на угол φ_1. Аналогично изменение плотности электронного потока в точке *2* отстает по фазе от изменения входного напряжения на угол $\varphi_2 > \varphi_1$. Так как в точке *2* электроны удаляются от сетки, ток I_{c2} отстает от $U_{вх}$ на угол $180^\circ + \varphi_2$. Поэтому даже при равенстве абсолютных величин токов I_{c1} и I_{c2} их сумма не равна нулю, как это было при работе лампы на низких частотах. Следовательно, на СВЧ в сеточном вводе лампы будет всегда иметь место входной наводимый ток, опережающий входное напряжение на угол ψ_1. Нетрудно видеть, что $\psi_1 < 90^\circ$, почему входная цепь лампы эквивалентна цепи, состоящей из параллельно соединенных емкости и активного сопротивления (рис. 5-4, *в*).

С ростом частоты входного напряжения соответственно увеличиваются углы φ_1 и φ_2, а угол ψ_1 уменьшается. Кроме того, сама величина наводимых токов I_{c1} и I_{c2} растет. Поэтому составляющая активного входного сопротивления лампы за счет инерционности электронов пропорциональна квадрату частоты.

Теоретические и опытные исследования влияния инерционности лампы и индуктивности ее вводов показали, что входное сопротивление лампы изменяется обратно пропорционально квадрату частоты и может быть определено по формуле

$$R_{вх} = \frac{B}{f^2}, \tag{5-13}$$

где B — численный коэффициент, величина которого для ряда ламп дана в табл. 5-1; f — частота, *Мгц*.

Выходное сопротивление лампы, т. е. ее сопротивление переменному току между анодным и катодным выводами, также в сильной степени зависит от частоты. Для приемно-усилительных ламп его можно вычислять по формуле

$$\frac{1}{R_{вых}} = \frac{1}{(5 \div 10)\frac{B}{f^2}} + \frac{1}{R_i}, \tag{5-14}$$

где обозначения те же, что и в (5-13).

Из формулы (5-13) и данных табл. 5-1 следует, что при $f=150$ *Мгц* входное сопротивление обычных радиоприемных ламп 6К3, 6Ж4 не превышает 0,5 — 1,0 *ком*, а ламп, специально предназначенных для усиления СВЧ (типа 6Ж3П и 6К1Ж), 5 — 10 *ком*.

Таким образом, при работе на СВЧ входная цепь лампы, имея активную составляющую сопротивления, потребляет определенную мощность $\left(P_{вх}=\frac{U_{вх}^2}{2R_{вх}}\right)$ от источника входного напряжения, т. е. нагружает (шунтирует) его. Чтобы уменьшить мощность, потребляемую лампой от источника входного напряжения, необходимо повысить ее входное сопротивление. Для этого нужно уменьшать индуктивности вводов, междуэлектродные емкости и расстояния между электродами (чтобы уменьшить время пролета). Например, электроды ламп пальчиковой серии, предназначенных для работы на СВЧ, делают миниатюрными с минимально возможным расстоянием между катодом и сеткой, что снижает междуэлектродные емкости и время пролета. Выводы электродов таких ламп стараются делать короткими для уменьшения их индуктивности.

Таблица 5-1

Тип лампы	Междуэлектродные емкости, *пф*			S, *ма/в*	R_i, *ком*	B, *ком·Мгц*²	f_n, *Мгц*	D, 1/*Мгц*²	$R_ш$, *ком*
	$C_{вх}$	$C_{вых}$	$C_{прох}$						
6К3	6,0	7,0	0,003	2,0	800	20 000	200	40 000	11,0
6Ж4	11,0	5,0	0,015	9,0	1 000	7 000	251	63 000	0,72
6К1Ж	3,4	3,0	0,007	1,8	700	200 000	600	360 000	13,0
6Ж3П	6,5	1,8	0,025	5,0	800	75 000	611	375 000	1,65
6Ж3	8,5	7,0	0,003	4,9	900	13 000	252	63 500	2,85

В диапазоне дециметровых волн применяют лампы с дисковыми выводами, которые обладают меньшей индуктивностью, чем стержневые, и, кроме того, хорошо сочетаются с длинными линиями или объемными резонаторами, применяющимися в качестве резонансных систем.

На частотах менее 10—15 *Мгц* входная ($C_{с\text{-}к}$) и выходная ($C_{а\text{-}к}$) емкости ламп бывают значительно меньше емко-

стей, входящих в схему усилителя, поэтому они практически не оказывают существенного влияния на его работу. Благодаря наличию экранной и противодинатронной сеток у пентодов емкость C_{ac} обычно весьма мала и ее сопротивление велико по сравнению с сопротивлением внешних сеточной и анодной цепей усилительной лампы. Кроме того, на этих частотах междуэлектродные активные проводимости лампы столь малы, что ими можно пренебречь. Поэтому в указанном диапазоне частот схему рис. 5-3 можно заменить одной из двух упрощенных схем рис. 5-7, где S, R_i и

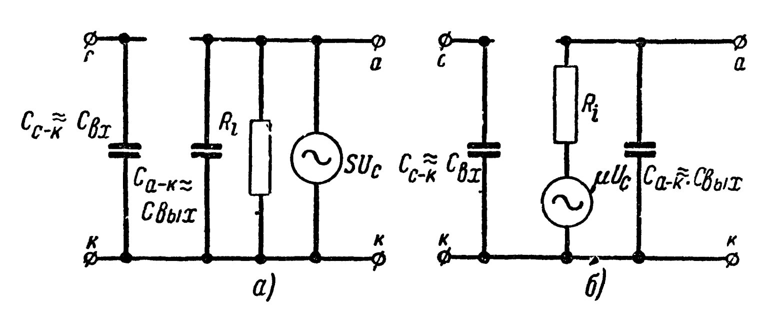


Рис. 5-7. Упрощенные эквивалентные схемы усилительной лампы.
а—с генератором тока; *б*—с генератором напряжения.

μ — параметры лампы. Справедливость замены генератора тока генератором э. д. с. была доказана в § 4-3. Эти две упрощенные эквивалентные схемы обычно и используются при изучении работы лампы в усилителях длинноволнового и коротковолнового диапазонов.

5-3. УСИЛИТЕЛЬ С НЕПОСРЕДСТВЕННЫМ ВКЛЮЧЕНИЕМ КОНТУРА

Такой усилитель (рис. 5-1,*а*) является наиболее распространенным. На основании анализа эквивалентной схемы этого усилителя можно определить основные свойства усилителей, собранных по другим схемам включения контура. Поэтому рассмотрим его более подробно. Произведем вначале качественную оценку работы усилителя.

Выходное напряжение усилителя создается на нагрузочном контуре вследствие того, что по нему протекает переменная составляющая анодного тока лампы. Оно будет тем больше, чем больше эквивалентное сопротивление контура

$R_{0э}$ и переменная составляющая анодного тока $I_{a\sim}=SU_c$. Следовательно, резонансный коэффициент усиления прямо пропорционален крутизне характеристики лампы в рабочей точке и эквивалентному сопротивлению контура. В диапазоне рабочих частот крутизна характеристики лампы постоянна. Поэтому коэффициент усиления в диапазоне рабочих частот изменяется так же, как и эквивалентное сопротивление контура $R_{0э}=\rho Q$. Выразим ρ через неизменный в диапазоне частот элемент контура. При настройке контура емкостью $\rho=\omega_0 L$ растет с частотой.

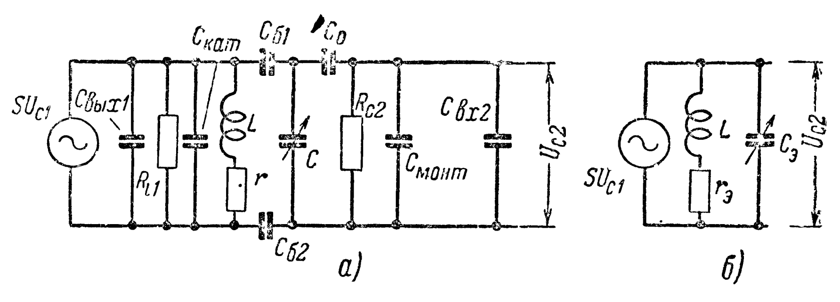


Рис. 5-8. Эквивалентные схемы каскада с непосредственным включением контура.

а—полная; *б*—упрощенная.

Так как Q в диапазоне частот почти не меняется, то K_0 с повышением частоты будет расти примерно линейно.

При настройке контура индуктивностью $\rho=\frac{1}{\omega_0 C}$. Следовательно, и K_0 в диапазоне частот будет обратно пропорционально частоте.

Для оценки влияния элементов схемы на параметры контура, а следовательно и всего усилителя, составим эквивалентную схему каскада. Для этого воспользуемся эквивалентной схемой лампы, приведенной на рис. 5-7, *а*, которая справедлива в диапазоне длинных, средних и коротких волн. Тогда полная эквивалентная схема каскада изобразится рис. 5-8, *а*. Здесь в соответствии с рис. 5-1, *а* элементы, относящиеся к лампе исследуемого каскада, обозначены индексом 1, а элементы лампы следующего каскада — индексом 2.

Сопротивления емкостей C_p, $C_{б1}$ и $C_{б2}$ для токов рабочих частот усилителя весьма малы. Поэтому с небольшой погрешностью их можно заменить на эквивалентной схеме

коротким замыканием. В результате этого схема примет вид, изображенный на рис. 5-8, *б*, где

$$C_э = C + C_{вых1} + C_м + C_{вх2} + C_{кат}, \qquad (5\text{-}15)$$

$$r_э = r + \frac{\omega_0^2 L^2}{R_c} + \frac{\omega_0^2 L^2}{R_i}, \qquad (5\text{-}16)$$

так как за счет шунтирования контура сопротивлениями R_i и R_c в него будут вноситься сопротивления $\frac{\omega_0^2 L^2}{R_i}$ и $\frac{\omega_0^2 L^2}{R_c}$. Здесь $C_{кат}$ — собственная емкость контурной катушки.

Резонансная частота каскада

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{LC_э}}.$$

На основании схемы рис. 5-8, *б* коэффициент усиления каскада равен

$$K = \frac{U_{c2}}{U_{c1}} = \frac{SU_{c1} Z_э}{U_{c1}} = SZ_э. \qquad (5\text{-}17)$$

Для резонансной частоты усилителя

$$Z_э = R'_{0э} = \frac{2\pi f_0 L}{\delta_э} = \frac{1}{2\pi f_0 C_э \delta_э},$$

поэтому

$$K_0 = SR'_{0э} = 2\pi L Q_э S f_0. \qquad (5\text{-}18)$$

Опытные данные показывают, что в пределах частотного диапазона с $k_д < 3$ затухание контура изменяется мало. Следовательно, на основании (5-18) резонансный коэффициент усиления каскада при непосредственном включении контура прямо пропорционален частоте, если настройка контура производится изменением емкости ($L = \text{const}$). Если же контур настраивается изменением индуктивности ($C = \text{const}$), то (5-18) примет вид

$$K_0 = \frac{S}{2\pi C_э \delta_э} \frac{1}{f_0}. \qquad (5\text{-}19)$$

Из полученной формулы следует, что резонансный коэффициент усиления каскада в данном случае меняется обратно пропорционально частоте настройки. На рис. 5-9 при-

ведены типичные кривые изменения K_0 для рассмотренных случаев. Таким образом, предположения, сделанные на основании качественного исследования работы усилителя, полностью подтвердились.

Определим теперь избирательность усилителя. Из (4-6) следует, что затухание контура прямо пропорционально его активному сопротивлению, поэтому согласно выражению (5-16)

$$\delta_э = \delta\left(1 + \frac{R_{0э}}{R_c} + \frac{R_{0э}}{R_i}\right), \quad (5\text{-}20)$$

где $R_{0э}$ — резонансное сопротивление контура без учета шунтирующего действия R_c и R_i.

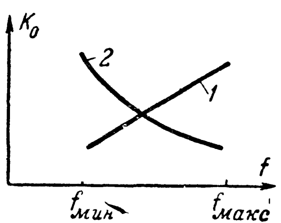


Рис. 5-9. Зависимость резонансного коэффициента усиления каскада с непосредственным включением контура от частоты при различной настройке контура.

1—изменением емкости; 2—изменением индуктивности.

Из полученного выражения видно, что избирательность каскада хуже избирательности контура. Чем лучше контур (больше $R_{0э}$) и меньше шунтирующие его сопротивления R_c и R_i, тем заметнее ухудшение избирательности усилителя. Поэтому в усилителях высокой частоты с целью повышения избирательности выгодно применять пентоды, у которых R_i велико.

Из выражения (5-20) следует, что между коэффициентом усиления и избирательностью возникает противоречие. Для получения большого K_0 следует брать большое $R_{0э}$, а это поведет к сильному возрастанию $\delta_э$ при выбранном типе лампы (R_i) и снижению $R'_{0э}$. На практике этот вопрос решается выбором лампы с большими S и R_i или, если это невозможно, путем наивыгоднейшего компромиссного решения, сохраняя тот показатель усилителя (усиление или избирательность), который более необходим.

Диапазон рабочих частот усилителя высокой частоты должен полностью совпадать с диапазоном рабочих частот приемника, а следовательно, и входной цепи. Поэтому выбор элементов контура усилителя выполняется так же, как и для входной цепи. Емкость его подстроечного конденсатора следует рассчитывать по формуле (4-29), заменяя в ней $C'_{св}$ на $C_{вых}$ (или прямо включая ее в $C_м$), а индуктивность контурной катушки — по формуле (4-3).

В подавляющем большинстве случаев резонансные усилители радиоприемников имеют в сеточной цепи лампы резонансный контур (анодный контур предыдущего каскада или входной контур), настраиваемый на резонансную частоту усилителя (рис. 5-10,*а*). Через междуэлектродную емкость лампы $C_{a\text{-}c}$ часть энергии из анодного контура проникает в сеточный, что ведет к образованию связи между контурами. При определенной величине этой связи будет возможно самовозбуждение каскада. Оно возникнет, если ток

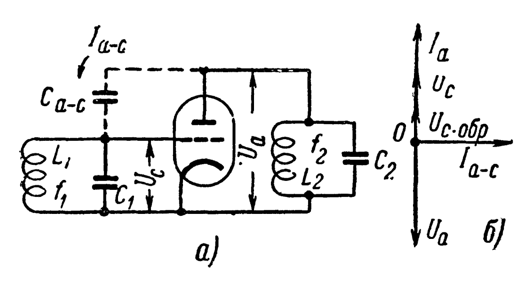


Рис. 5-10. Упрощенная эквивалентная схема каскада резонансного усилителя и его векторная диаграмма.

$I_{a\text{-}c}$, проходящий через емкость $C_{a\text{-}c}$ за счет напряжения $U_a + U_c$, будет создавать на сеточном контуре достаточное падение напряжения в фазе с напряжением U_c.

Для определения фазовых соотношений этих напряжений допустим, что между резонансными частотами сеточного и анодного контуров f_1 и f_2 и частотой усиливаемого сигнала имеет место следующее соотношение: $f_1 > f_2 = f_c^*$. В этом случае для каскада резонансного усилителя справедлива векторная диаграмма, изображенная на рис. 5-10,*б*. Здесь анодный ток лампы I_a совпадает по фазе с напряжением на сетке, а анодное напряжение сдвинуто по отношению к ним на 180°. Ток $I_{a\text{-}c}$, создаваемый анодным напряжением через емкость $C_{a\text{-}c}$, опережает анодное напряжение на 90°. Так как $f_1 > f_c$, то на частоте f_c сеточный контур имеет индуктивное сопротивление. Поэтому падение напряжения на нем $U_{c.обр}$ за счет тока $I_{a\text{-}c}$ опережает ток $I_{a\text{-}c}$ на 90° и совпадает по фазе с напряжением U_c.

---

* $f_1 \neq f_c$ может быть из-за неточности настройки контуров.

Следовательно, при рассматриваемых фазовых соотношениях усилитель самовозбудится, ибо анодная цепь лампы будет стремиться увеличить амплитуду напряжения на ее сетке.

Повышение напряжения на сетке лампы увеличит переменную составляющую ее анодного тока. Вследствие этого возрастет переменное напряжение на анодном контуре, что поведет к последующему росту тока обратной связи через емкость $C_{a\text{-}c}$ и увеличению переменного напряжения на сетке. В результате такого быстро развивающегося процесса усилительный каскад может превратиться в генератор с самовозбуждением — гетеродин (см. § 8-8), что нарушит нормальную работу приемника. Следует отметить, что при самовозбуждении каскада частота генерируемых им колебаний обычно отличается от частоты настройки сеточного и анодного контуров и определяется собственной резонансной частотой всего каскада в целом. Поэтому частота собственных колебаний каскада может отличаться от частоты принимаемого сигнала.

В. И. Сифоровым выполнен анализ устойчивой работы резонансного усилителя. Он показал, что для каждой лампы существует предельное значение устойчивого коэффициента усиления каскада, больше которого при данной рабочей частоте получить нельзя. Его численная величина на один каскад многокаскадного усилителя определяется неравенством

$$K_{0уст} \leqslant 5{,}3\sqrt{\frac{S}{f_0 C_{ac}}}, \qquad (5\text{-}21)$$

где S — крутизна характеристики лампы, *ма/в*; f_0 — в *Мгц*; C_{ac} — в *пф*.

Чем меньше C_{ac} и f_0, тем меньше I_{ac} и слабее обратная связь, обусловливающая самовозбуждение, а это позволит получить большее значение коэффициента устойчивого усиления от каскада. Поэтому при монтаже и ремонте усилителей следует стремиться к тому, чтобы емкость между цепями сетки и анода лампы сделать по возможности меньшей. Для этого указанные цепи стараются разнести как можно дальше друг от друга. Если последнее невыполнимо, то применяют электростатические экраны, уменьшающие емкости, которые могут повести к нежелательным обратным связям.

Вредные обратные связи в усилителях могут иметь место за счет взаимодействия магнитных полей, создающихся отдельными элементами входных и выходных цепей одного или нескольких каскадов, особенно контурными катушками. Для предотвращения и ослабления таких обратных связей контурные катушки, как правило, помещают в алюминиевые или медные экраны. Нежелательные обратные связи могут возникнуть также и через общие источники питания (см. § 5-8).

Формулы (5-18), (5-20) и (5-21) позволяют сделать вывод о том, какие лампы наиболее выгодно применять в резонансных усилителях. Очевидно, что выгодно брать лампы с большой крутизной, малой емкостью $C_{a\text{-}c}$ и большим внутренним сопротивлением, т. е. пентоды.

При работе усилителя в диапазоне частот наилучшие условия для самовозбуждения будут на максимальной рабочей частоте. Однако, так как $K_0 \equiv f_0$ при настройке контура емкостью и $K_0 \equiv \frac{1}{f_0}$ при настройке контура индуктивностью, а $K_{0уст} \equiv \frac{1}{\sqrt{f_0}}$, то проверять усилитель на устойчивость работы необходимо на том конце диапазона, на котором его усиление максимально. Иначе говоря, максимальное усиление в каждом диапазоне не должно превышать $K_{0уст}$. Если же окажется, что $K_{0макс} > K_{0уст}$, то следует применять схему с автотрансформаторным или трансформаторным включением контура, выбирая параметр связи лампы с контуром из следующего уравнения:

$$p_a = \frac{K_{0уст}}{K_{0макс}} \tag{5-22}$$

и полагая $p_c = 1$.

В табл. 5-2 приведены значения $K_{0уст}$ для наиболее часто применяющихся в усилителях высокой частоты ламп.

Методику расчета параметров резонансного усилителя высокой частоты легко уяснить из следующего примера.

Пример 5-1. Определить параметры каскада резонансного усилителя, обеспечивающие наибольшее возможное усиление в диапазоне частот 520 — 1 500 *кгц* с лампой типа 6К3 ($S = 2{,}0$ *ма/в*; $R_i = 0{,}8$ *Мом*; $C_{a\text{-}c} = 0{,}003$ *пф*; $C_{вх} = 6{,}0$ *пф*; $C_{вых} = 7{,}0$ *пф*; $E_c = -3{,}0$ *в*; $E_э = 100$ *в*; $I_э = 2{,}4$ *ма*; $E_A = 250$ *в*; $I_a = 9{,}2$ *ма*). Полоса пропускания усилителя должна быть не менее 10 *кгц*. Считать $C_{вх}$ следующего каскада равной 6,0 *пф*, $C_м = 7$ *пф*, $C_{ат} = 5$ *пф* и $R_c = 1{,}0$ *Мом*.

Таблица 5-2

Тип лампы	Частота, *Мгц*				
	0,1	0,465	1	10	100
6К3	430	200	137	43	13,7
6Ж4	407	189	129	40,7	13
6К1Ж	269	125	85	27	8,5
6Ж3П	236	110	74,5	23,6	7,5
6Ж3	670	312	214	67	21,4

В нашем случае $k_д = \frac{1\,500}{520} = 2{,}88$, поэтому для настройки контура выбираем конденсатор переменной емкости с $C_{макс} = 540$ *пф* и $C_{мин} = 19$ *пф*. Находим емкость схемы $C_{сх} = C_{вых\ 1} + C_{вх\ 2} + C_м + C_{кат} = 7 + 6 + 7 + 5 = 25$ *пф*.

По формуле (4-29), исключая из нее $C'_{св}$, определяем емкость подстроечного конденсатора

$$C_{подстр} = \frac{C_{макс} - k_д^2 C_{мин}}{k_д^2 - 1} - C_{сх} = \frac{540 - 8{,}3 \cdot 19}{8{,}3 - 1} - 25 = 27 \text{ пф}.$$

Из справочников выбираем для подстройки конденсатор типа КПК-1 с $C_{мин} = 8$ *пф* и $C_{макс} = 30$ *пф*. Рассчитываем индуктивность контурной катушки по формуле (4-3), полагая

$$C_{э.макс} = C_{макс} + C_{сх} + C_{подстр} = 540 + 25 + 27 = 592 \text{ пф},$$

$$L = \frac{25\,300}{0{,}52^2 \cdot 592} = 160 \text{ мкгн}.$$

По заданной полосе и минимальной частоте рабочего диапазона из формулы (4-12) определяем требующуюся эквивалентную добротность контура $Q_э = \frac{520}{10} = 52$. Чтобы получить такую эквивалентную добротность контура при заданных сопротивлениях, шунтирующих контур (R_i и R_c), из формулы (5-20) можно определить требующуюся добротность катушки контура. Она будет:

$$Q = \frac{1}{\frac{1}{Q_э} - \rho\left(\frac{1}{R_i} + \frac{1}{R_c}\right)}. \qquad (5\text{-}23)$$

Заменяя ρ через $2\pi f_{мин} L$, получим:

$$Q = \frac{1}{\frac{1}{52} - 6{,}28 \cdot 5{,}2 \cdot 10^5 \cdot 160 \cdot 10^{-6}\left(\frac{1}{8 \cdot 10^5} + \frac{1}{10^6}\right)} = 55,$$

что вполне выполнимо конструктивно.

Рассчитываем $K_{0\,уст}$ по формуле (5-21) на максимальной частоте рабочего диапазона $K_{0\,уст}=5{,}3\sqrt{\frac{2{,}0}{1{,}5\cdot 0{,}003}}=112$. Определим сопротивление эквивалентного контура на концах диапазона:

а) на частоте 520 *кгц*

$$R'_{0э}=52\cdot 6{,}28\cdot 5{,}2\cdot 10^{5}\cdot 160\cdot 10^{-6}=27\ ком;$$

б) на частоте 1 500 *кгц*

$$R'_{0э}=52\cdot 6{,}28\cdot 1{,}5\cdot 10^{6}\cdot 160\cdot 10^{-6}=77{,}5\ ком.$$

Рассчитываем резонансный коэффициент усиления на крайних точках диапазона по формуле (5-18):

а) на частоте 520 *кгц*

$$K_0=2\cdot 10^{-3}\cdot 27\cdot 10^{3}=54;$$

б) на частоте 1 500 *кгц*

$$K_0=2\cdot 10^{-3}\cdot 77{,}5\cdot 10^{3}=155.$$

Мы получили $K_{0\,макс}>K_{0\,уст}$. Поэтому при данных параметрах контура работа усилителя в конце диапазона может быть неустойчивой. Снизить усиление до $K_{0\,уст}$ можно применением схемы с трансформаторным или автотрансформаторным включением контура вместо схемы с непосредственным включением. Из формулы (5-22) находим значение коэффициента p_a, полагая $p_c=1$:

$$p_a=\frac{112}{155}=0{,}73.$$

При этом максимально возможное усиление каскада на концах диапазона будет:

а) на частоте 520 *кгц*

$$K'_0=p_aK_0=0{,}73\cdot 54=39;$$

б) на частоте 1 500 *кгц*

$$K'_0=p_aK_0=0{,}73\cdot 155=112.$$

Если можно было бы допустить расширение минимальной полосы, то задача решилась бы без изменения схемы включения контура. Действительно, если $K_{0\,макс}$ взять равным $K_{0\,уст}$, то из формулы (5-18) можно получить предельно допустимое значение $R'_{0э}$ контура, а по его величине и волновому сопротивлению контура можно будет найти новое значение $Q_э$:

$$Q_э=\frac{112}{6{,}28\cdot 1{,}5\cdot 10^{6}\cdot 160\cdot 10^{-6}\cdot 2\cdot 10^{-3}}=37.$$

При этом согласно формуле (4-12) минимальное значение полосы пропускания было бы $\Delta F=\frac{520}{37}=14$ *кгц*.

До сих пор мы рассматривали однокаскадный усилитель. Если усилитель имеет n одинаковых каскадов, то основные его параметры: резонансный коэффициент усиления $K_{0ус}$ и полоса пропускания $\Delta F_{ус}$, определятся через параметры каскада следующими формулами:

$$K_{0ус} = K^{n}_{0каск}, \tag{5-24}$$

$$\Delta F_{ус} = \gamma \Delta F_{каск}. \tag{5-25}$$

Значения коэффициента γ приведены в табл. 5-3.

Таблица 5-3

	Число каскадов n	1	2	3	4	5	7	10
γ_n	Резонансный усилитель	1,0	0,64	0,51	0,44	0,39	0,32	0,26
	Полосовой усилитель с $\eta = 1$	1,0	0,8	0,71	0,66	0,62	0,56	0,36

Если заданы параметры n-каскадного усилителя и требуется определить параметры одного каскада усилителя, то они могут быть найдены из формул (5-24) и (5-25).

При выборе рабочей точки лампы усилителя высокой частоты следует учитывать одно специфическое проявление нелинейных искажений, так называемые перекрестные искажения.

Перекрестными искажениями принято называть искажения, сказывающиеся в прослушивании модулирующего напряжения мешающей станции на фоне принимаемой при близких несущих частотах. Причиной перекрестных искажений не является плохая избирательность всего приемника в целом. Характерно, что перекрестные искажения проявляются только при работе передатчика принимаемой станции. При выключении передатчика принимаемой станции или расстройке приемника по отношению к ее несущей частоте пропадает слышимость как принимаемой, так и мешающей станций. Перекрестные искажения возникают из-за нелинейности характеристики лампы. Под воздействием большого напряжения сигнала мешающей станции рабочая точка лампы перемещается по ее характеристике, а при нелинейной характеристике это эквивалентно изменению крутизны характеристики и, следовательно, изменению

коэффициента усиления каскада для сигнала принимаемой станции. Все это происходит в такт с изменением модулирующего напряжения мешающей станции. Таким образом, сигнал принимаемой станции как бы модулируется сигналом мешающей станции, т. е. закон модуляции мешающей станции как бы переходит на сигналы принимаемой станции. Заметим, что даже при сильном мешающем сигнале напряжение мешающей станции на нагрузочном контуре усилителя будет весьма малым, так как контур расстроен по отношению к ее несущей частоте (настроен на частоту принимаемой станции).

Для уменьшения перекрестных искажений следует понизить сигналы мешающих станций на входе лампы усилителя высокой частоты, повысив избирательность входной цепи, и выбирать рабочую точку лампы на линейном участке характеристики.

5-4. УСИЛИТЕЛЬ С АВТОТРАНСФОРМАТОРНЫМ ВКЛЮЧЕНИЕМ КОНТУРА

Схема усилителя с автотрансформаторным включением контура изображена на рис. 5-1,*б*. Рассуждая так же, как и в § 5-3, можно получить эквивалентную схему этого каскада, которая представлена на рис. 5-11,*а*. Ее отличие

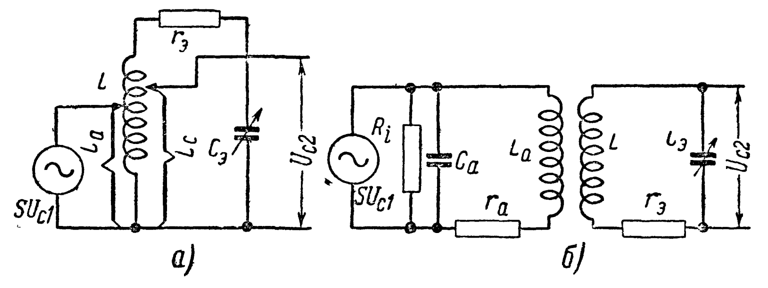


Рис. 5-11. Упрощенная эквивалентная схема резонансного усилителя. *а*—с автотрансформаторным включением контура; *б*—с трансформаторным включением контура.

от схемы рис. 5-8,*б* состоит в том, что нагрузкой лампы служит часть контура, соответствующая индуктивности L_a, и что напряжение на следующий каскад подается с части контура, пропорциональной индуктивности L_c. Благодаря этому уменьшаются коэффициент усиления каскада и шунтирующее действие сопротивлений R_i и R_c на контур. Это

способствует уменьшению эквивалентного затухания каскада и, следовательно, увеличению его избирательности.

На эквивалентной схеме элементы лампы исследуемого каскада (генератор тока SU_c, R_{i1}, $C_{вых1}$) и монтажная емкость анодной цепи лампы ($0{,}5C_м$) должны быть подключены не ко всему контуру, а только к его части, пропорциональной части индуктивности контурной катушки L_a. Точно так же входные элементы следующего каскада

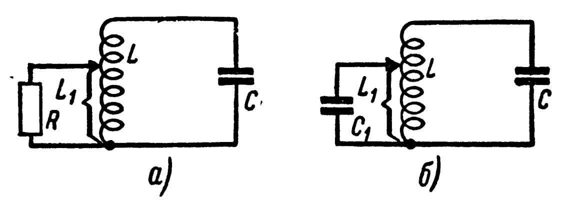


Рис. 5-12. К определению вносимого в контур сопротивления при неполном включении.

(R_{c2}, $C_{вх2}$ и $0{,}5C_м$) должны подключаться не ко всему контуру, а только к его части, пропорциональной части контурной катушки L_c.

Из курса физических основ радиотехники известно, что если активное сопротивление R шунтирует часть контура, т. е. подключено к нему автотрансформаторно (рис. 5-12,*а*), то это эквивалентно внесению в контур активного сопротивления

$$r_{вн} = \frac{p^2\omega_0^2 L^2}{R}. \qquad (5\text{-}26)$$

Здесь $p = \frac{L_1 + M}{L}$ — коэффициент неполного включения. Сопоставляя формулы (5-26) и (5-16), можно заметить, что при неполном подключении активного сопротивления к контуру в него вносится в p^2 раз меньшее активное сопротивление. Сказанное можно пояснить следующими физическими соображениями. Предположим, что на контуре имеется переменное напряжение с действующим значением U. Тогда при полном (параллельном) подключении активного сопротивления R к контуру оно будет забирать из контура мощность $\frac{U^2}{R}$. Если то же активное сопротивление подключить к части контура, то напряжение, подводимое к этому сопротивлению, будет равно pU, а потребляемая мощность

$\frac{(pU)^2}{R}$, т. е. в p^2 меньше, чем в первом случае. Так как отбираемая из контура шунтирующим сопротивлением мощность пропорциональна вносимому в контур сопротивлению, то сказанное выше подтверждает справедливость формулы (5-26). Аналогично можно показать, что неполное подключение к контуру емкости C_1 (рис. 5-12,*б*) увеличивает емкость контура на p^2C_1, так как энергия, запасаемая конденсатором, пропорциональна U^2.

Из рис. 5-12 видно, что величина коэффициента неполного включения может изменяться от 0 до 1. Анализ схемы рис. 5-11,*а* показывает, что для нее остается справедливой формула (5-21), а формулы (5-15), (5-16), (5-17), (5-18), (5-20) примут следующий вид:

$$C_э = C + C_{кат} + p_a^2\left(C_{вых1} + \frac{C_м}{2}\right) + p_c^2\left(C_{вх2} + \frac{C_м}{2}\right)^*; \quad (5\text{-}15а)$$

$$r_э = r + p_c^2\,\omega_0^2\,L^2\left(\frac{1}{R_{вх2}} + \frac{1}{R_c}\right) + p_a^2\,\frac{\omega_0^2 L^2}{R_i}; \quad (5\text{-}16а)$$

$$K_0 = p_a p_c S R_{0э}'; \quad (5\text{-}18б)$$

$$\delta_э = \delta\left[1 + p_c^2\,R_{0э}\left(\frac{1}{R_c} + \frac{1}{R_{вх}}\right) + p_a^2\,\frac{R_{0э}}{R_i}\right]. \quad (5\text{-}20а)$$

Автотрансформаторная схема включения контура применяется, как уже указывалось, в тех случаях, когда: а) требуется понизить шунтирующее действие элементов схемы на контур с целью увеличения избирательности каскада; б) контур имеет слишком большое $R_{0э}$ и нельзя непосредственно включить его в анодную цепь лампы по условию устойчивости усиления, ибо $SR_{0э} > K_{0уст}$, как было в примере 5-1. Величины коэффициентов автотрансформаторного включения выбираются на основании конкретных параметров схемы и заданных требований на каскад усилителя.

Наиболее часто автотрансформаторная схема применяется на СВЧ, где входное и выходное сопротивления ламп весьма малы. В этом случае переход от схемы с непосредственным включением контура к схеме с автотрансформаторным включением дает выигрыш не только в улуч-

---

* Здесь емкость монтажа условно разделена поровну между анодной цепью усилительной лампы и сеточной цепью следующего каскада.

шении избирательности, но и в увеличении коэффициента усиления. Убедиться в справедливости сказанного можно на следующем примере.

Пример 5-2. Определить резонансный коэффициент усиления и добротность эквивалентного контура каскада при схемах непосредственного и автотрансформаторного включения контура, если $\rho = 1\,000$ *ом*, $Q = 100$, $S = 2$ *ма/в*, а входное сопротивление лампы следующего каскада $R_{вх\,2} = 10$ *ком*.

Решим задачу для схемы с непосредственным включением Из формулы (4-11) находим $R_{0э} = 1\,000 \cdot 100 = 100$ *ком*.

Полагая в формуле (5-20) $R_c = R_{вх\,2}$, а $R_i = \infty$, определяем:

$$Q_э = \frac{Q}{1 + \frac{R_{0э}}{R_{вх}}} = \frac{100}{1 + \frac{100}{10}} = 9{,}1 \text{ и } R'_{0э} = \rho Q_э = 9{,}1 \cdot 1\,000 = 9\,100 \text{ ом}.$$

Тогда, согласно (5-18) $K_0 = SR'_{0э} = 2 \cdot 10^{-3} \cdot 9{,}1 \cdot 10^3 = 18{,}2$.

Аналогично для схемы с автотрансформаторным включением цепи сетки лампы следующего каскада при $p_c = 0{,}2$ и $p_a = 1$ получим:

$$Q_э = \frac{Q}{1 + p_c^2 \frac{R_{0э}}{R_{вх}}} = \frac{100}{1 + 0{,}04 \frac{100}{10}} = 72, \quad R'_{0э} = \rho Q_э = 72 \cdot 1\,000 = 72 \text{ ком} \text{ и}$$

$K_0 = p_c SR'_{0э} = 0{,}2 \cdot 2 \cdot 10^{-3} \cdot 72 \cdot 10^3 = 29$. Следовательно, при автотрансформаторной схеме усиление будет в $\frac{29}{18{,}2} = 1{,}6$ раза больше, полоса пропускания в $\frac{72}{9{,}1} = 8$ раз ýже Из приведенного примера очевидны преимущества автотрансформаторной схемы, если шунтирующие контур сопротивления много меньше его $R_{0э}$.

Изменение коэффициента усиления в диапазоне частот для автотрансформаторного усилителя согласно идентичности формул (5-18) и (5-18б) будет таким же, как и для усилителя с непосредственным включением (рис. 5-9).

5-5. УСИЛИТЕЛЬ С ТРАНСФОРМАТОРНЫМ ВКЛЮЧЕНИЕМ КОНТУРА

Схема усилителя с трансформаторным включением контура дана на рис. 5-1,*в*. Для этого случая упрощенная эквивалентная схема изображена на рис. 5-11,*б* и представляет собой систему из двух индуктивно связанных контуров. Один контур ($L_a\ C_a$) не настраивается, а второй ($LC_э$) настраивается. Усилительные свойства этой системы

будут зависеть от соотношения собственной частоты анодной цепи и частот настройки контура (диапазона рабочих частот усилителя). При этом возможны те же три частных случая, которые рассмотрены в § 4-4 применительно ко входной цепи с индуктивной связью.

Практическое применение в усилителях радиоприемников имеют второй ($f_a > f_{макс}$) и третий ($f_a < f_{мин}$) случаи. Выбор между ними определяется требуемым характером изменения коэффициента усиления в диапазоне рабочих частот усилителя.

Трансформаторная схема за счет уменьшения связи лампы с контуром позволяет ослабить шунтирующее действие анодной цепи лампы на контур. Поэтому она обычно применяется при малом R_i лампы. По сравнению с автотрансформаторной схемой она сложнее (нужно две катушки), но более удобна при настройке и экспериментальных исследованиях, так как позволяет плавно изменять связь лампы с контуром. Наибольшее распространение эта схема имеет в многодиапазонных резонансных усилителях, так как позволяет выравнивать коэффициент усиления на различных диапазонах, о чем будет сказано в следующем параграфе.

Параметры эквивалентной схемы рис. 5-11,*б* можно определить по следующим формулам:

$$C_a = C_{вых1} + C_{La} + 0{,}5C_м;$$
$$C_э = C + C_{кат} + C_{вх2} + 0{,}5C_м;$$

$r_э \approx r$ (так как R_c нет, а связь с катушкой связи слабая).

В случае использования в каскаде высокочастотных пентодов с $R_i > 0{,}5$ *Мом* при слабой связи контура с лампой $\left(p = \frac{M}{L} < 0{,}5\right)$ для усилителя будут справедливы такие расчетные формулы:

$$Q_э \approx Q; \tag{5-27}$$

$$K_0 \approx \frac{p}{\left|\frac{f_0^2}{f_a^2} - 1\right|} SR'_{0э}. \tag{5-28}$$

Знаменатель формулы и $R'_{0э}$ определяют закон изменения K_0 в диапазоне рабочих частот. При $f_a \gg f_{0макс}$ формула (5-28) упрощается:

$$K_0 \approx pSR'_{0э}. \tag{5-29}$$

Для получения хорошей равномерности коэффициента усиления при большом его значении в резонансных усилителях, так же как и во входных цепях, применяют схему индуктивно-емкостной связи лампы с контуром. В этом случае элементы связи следует выбирать аналогично тому, как это было описано в § 4-5.

5-6. МНОГОДИАПАЗОННЫЕ РЕЗОНАНСНЫЕ УСИЛИТЕЛИ

Как уже указывалось ранее, в большинстве приемников резонансные усилители работают в определенном диапазоне частот. В этом случае для обеспечения настройки контура в интервале частот от $f_{мин}$ до $f_{макс}$ необходимо иметь следующие пределы изменения параметров настраивающихся элементов контура:

$$\frac{C_{макс} + C_{сх}}{C_{мин} + C_{сх}} = k_д^2 \text{ или } \frac{L_{макс}}{L_{мин}} = k_д^2 . \tag{5-30}$$

Существующие типы конденсаторов переменной емкости, применяющихся для настройки контуров приемников на частотах ниже 30 *Мгц*, обеспечивают изменение емкости контура не более чем в 8—9 раз. Контурные катушки приемников с переменной индуктивностью обычно допускают изменение индуктивности не более, чем в 2—9 раз. Таким образом, можно получить коэффициент перекрытия диапазона контура не более $1{,}5 \div 3$.

Диапазон частот радиовещательных станций с небольшими перерывами простирается от 150 до 1 500 *кгц* и от 3 до 23 *Мгц*. Во многих типах радиоприемников требуется обеспечить их нормальную работу в широком непрерывном диапазоне частот с отношением крайних частот диапазона, равным десяткам и даже нескольким сотням. В этих случаях весь диапазон рабочих частот приемника разбивают на ряд отдельных диапазонов (иногда их называют частными диапазонами) или поддиапазонов так, чтобы для каждого из них величина $k_д$ была меньше предельной величины, которая может быть получена с выбранным элементом настройки контура (5-30). Таких диапазонов в приемнике может быть от 2—3 до 5—8. Вполне очевидно,

что на отдельных диапазонах величина ненастраивающегося элемента контура должна быть различной.

Из-за неточности подгонки индуктивностей и емкостей, а также наличия температурной погрешности контуров их $f_{мин}$ и $f_{макс}$ в процессе эксплуатации приемника могут изменяться на 1—2%. Поэтому, чтобы между соседними диапазонами не образовывалось провалов, $f_{мин}$ каждого диапазона уменьшают, а $f_{макс}$ увеличивают на 2—4% от номинального значения частоты. За счет этого получается некоторое перекрытие по частоте между соседними диапазонами, что и изображено на рис. 5-13.

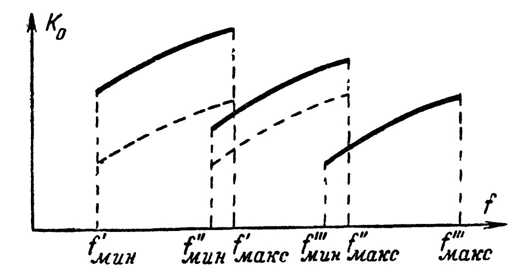


Рис. 5-13. Зависимость резонансного коэффициента усиления каскада от частоты при непосредственном включении контура, настраиваемого емкостью, на различных диапазонах усилителя.

Наиболее часто контуры настраиваются конденсаторами переменной емкости. При этом индуктивности контуров для более высокочастотных диапазонов должны быть меньше.

В схеме с непосредственным включением при настройке контура емкостью коэффициент усиления каскада пропорционален индуктивности контура. Поэтому при переходе от одного диапазона к другому коэффициент усиления на более высокочастотных диапазонах будет меньше, характер же его изменения в пределах каждого диапазона сохранится прежним. Это показано на графиках рис. 5-13. При большом числе диапазонов разница в коэффициенте усиления между крайними диапазонами может быть весьма значительной. Для устранения этого применяют схему с автотрансформаторным или чаще с трансформаторным включением контура. Беря меньшее значение связи контура с лампой на более низкочастотных диапазонах, в этих схемах можно добиться того, что усиление на концах каждого диапазона будет одинаково (штриховые линии на рис. 5-13).

При выборе величины $k_д$ для каждого диапазона следует брать его меньшим на более высоких частотах. Тогда повороту ротора конденсатора на определенный угол будет соответствовать примерно постоянное изменение собственной частоты контура на всех диапазонах. В этом случае «плотность» радиостанций на шкале каждого диапазона будет одинакова, так как несущие частоты радиопередатчиков обычно отстоят друг от друга примерно через равные частотные интервалы (например, в радиовещании через 9 *кгц*). Если не сделать такого выбора $k_д$, то на более высокочастотных диапазонах настройка приемника может быть сильно затруднена (малому повороту ротора конденсатора будет соответствовать большое изменение собственной частоты контура).

Если взять $k_д = 3$ в длинноволновом диапазоне (от 150 до 450 *кгц*), то при минимальной разнице между несущими частотами передатчиков в 9 *кгц* в нем разместится $\frac{450 - 150}{9} = 33$ станции. При шкале приемника, имеющей 100 равномерных делений, для его перестройки с одной станции на другую, соседнюю по частоте, придется повернуть ручку настройки на 3 деления. Если же взять $k_д = 3$ в конце коротковолнового диапазона (от 7 до 21 *Мгц*), то в нем разместится $\frac{21\,000 - 7\,000}{9} = 1\,550$ станций и для перестройки приемника с одной станции на соседнюю по частоте потребуется поворот ручки настройки всего на 0,065 деления шкалы. Очевидно, что фиксация поворота ручки настройки на столь малый угол при типовых верньерных устройствах будет затруднительна. В справедливости сказанного можно убедиться на опыте настройки приемника, имеющего коротковолновый диапазон от 19 до 51 *м*. С учетом сказанного на длинных и средних волнах $k_д$ берут порядка 2—3, на коротких волнах порядка 1,3—1,5 и в метровом диапазоне порядка 1,1—1,3.

В коротковолновом диапазоне частоты радиовещательных станций распределяются неравномерно. Большинство из них находится в следующих интервалах частот (в мегагерцах): $9{,}1 \div 10{,}0$; $11{,}4 \div 12{,}1$; $14{,}9 \div 15{,}6$; $17{,}5 \div 18{,}25$. В каждом из них $k_д$ не превышает 1,1, а максимальный интервал частот не превосходит 0,5 *Мгц*. Поэтому в современных радиовещательных приемниках первого и второго классов делают четыре «суженных» диапазона с указанны-

ми выше границами. Плотность станций по шкале в таких диапазонах не превосходит плотности станций в длинноволновом диапазоне. К сожалению, в нашей популярной и даже технической литературе укоренилось необоснованное наименование этих диапазонов как «растянутых». Приведенные выше цифры показывают, что эти диапазоны, наоборот, «суженные», а шкала настройки у них получается действительно растянутой.

Резкое уменьшение $k_д$ на суженных диапазонах можно получать двумя способами: сильным увеличением $C_{э.мин}$ подключением конденсатора большой емкости параллельно конденсатору переменной емкости или сильным уменьшением $C_{э.макс}$ за счет включения постоянного конденсатора последовательно с конденсатором переменной емкости. Второй способ лучше и весьма распространен в практике, так как обеспечивает большее ρ контура и, следовательно, большие $R'_{0э}$ и K_0. Емкость последовательно включаемого конденсатора можно рассчитывать по формуле

$$C_{посл} = \frac{(k_д^2 - 1)(C_{макс} + C_{сх})(C_{мин} + C_{сх})}{(C_{макс} + C_{сх}) - k_д^2 (C_{мин} + C_{сх})}. \qquad (5\text{-}31)$$

Индуктивность контурной катушки при этом должна быть:

$$L = \frac{25\,300\,(C_{посл} + C_{макс} + C_{сх})}{f_{0\,мин}^2 C_{посл}\,(C_{макс} + C_{сх})}. \qquad (5\text{-}32)$$

В преимуществе включения последовательного конденсатора можно убедиться на следующем примере.

Пример 5-3. Определить коэффициент усиления резонансного усилителя с лампой 6К3 ($S = 2$ *ма/в*) при непосредственном включении контура. Диапазон рабочих частот 11,5—12,0 *Мгц*; $C_{макс} = 540$ *пф*; $C_{мин} = 19$ *пф*; $C_{сх} = 30$ *пф*; $Q = 50$. В нашем случае $k_д = \frac{12,0}{11,5} = 1,045$.

Решим задачу для случая параллельного подключения конденсатора. Емкость его можно определить по формуле (4-29), полагая $C'_{св} = 0$. $C_{пар} = \frac{540 - 1,09 \cdot 19}{1,09 - 1} - 30 = 5\,730$ *пф*. Следовательно, $C_{макс} = 540 + 30 + 5\,730 = 6\,300$ *пф*.

Из (4-3) индуктивность контурной катушки $L = \frac{25\,300}{11,5^2 \cdot 6\,300} = 0,03$ *мкгн*. Следует отметить, что изготовление хорошей катушки со столь малой индуктивностью почти невозможно.

По (5-18) рассчитываем K_0 для начала и конца диапазона, полагая $Q_э \approx Q$, так как $R_i \gg R_{0э}$:

а) на частоте 11,5 *Мгц*

$$K_0 = 6{,}28 \cdot 0{,}03 \cdot 10^{-6} \cdot 50 \cdot 2 \cdot 10^{-3} \cdot 11{,}5 \cdot 10^6 = 0{,}216;$$

б) на частоте 12,0 *Мгц*

$$K_0 = 6{,}28 \cdot 0{,}03 \cdot 10^{-6} \cdot 50 \cdot 2 \cdot 10^{-3} \cdot 12{,}0 \cdot 10^6 = 0{,}226.$$

Решаем задачу для случая последовательного подключения конденсатора:

$$C_{посл} = \frac{(1{,}09-1)\,(540+30)\,(19+30)}{(540+30)-1{,}09\,(19+30)} = 49\ пф;$$

$$L = \frac{25\,300\,(49+540+30)}{11{,}5^2 \cdot 49\,(540+30)} = 39{,}5\ мкгн.$$

Полагая, как и ранее, $Q_э \approx Q$, рассчитываем K_0:

а) на частоте 11,5 *Мгц*

$$K_0 = 6{,}28 \cdot 39{,}5 \cdot 10^{-6} \cdot 50 \cdot 2 \cdot 10^{-3} \cdot 11{,}5 \cdot 10^6 = 284;$$

б) на частоте 12,0 *Мгц*

$$K_0 = 6{,}28 \cdot 39{,}5 \cdot 10^{-6} \cdot 50 \cdot 2 \cdot 10^{-3} \cdot 12 \cdot 10^6 = 296.$$

Но так как для лампы типа 6К3 на частоте 12,0 *Мгц* $K_{0\,уст}$ равно 39,5, то большего усиления от каскада получить невозможно. Следовательно, при включении последовательного конденсатора коэффициент усиления каскада практически будет в $\frac{39{,}5}{0{,}226} = 175$ раз больше, чем при включении параллельного конденсатора. Добиться снижения усиления до $K_{0\,уст}$ можно уменьшением L и соответственным увеличением $C_{сх}$. Емкость $C_{сх}$ следует увеличивать примерно в $\frac{K_{0\,макс}}{K_{0\,уст}}$ раз.

Если взять $C_{сх} = 260$ *пф*, то, производя аналогичные расчеты, получим $C_{посл} = 41$ *пф*, $L = 4{,}9$ *мкгн* и $K_{0\,макс} = 37$. Эти цифры и могут быть взяты за исходные для изготовления усилителя.

В диапазонных усилителях согласно соотношению (4-12) полоса пропускания в каждом диапазоне меняется, увеличиваясь с ростом частоты, так как $\delta_э$ в пределах каждого диапазона обычно сохраняется постоянным. Вследствие этого избирательность каскада будет наихудшей также на высокочастотных концах диапазонов. Это следует учитывать при испытании диапазонных усилителей (проверять избирательность на $f_{макс}$, а полосу пропускания на $f_{мин}$).

5-7. УСИЛИТЕЛИ СВЕРХВЫСОКИХ ЧАСТОТ

Усилители СВЧ имеют следующие особенности:

1. Усилитель с нагрузкой в виде контура с сосредоточенными индуктивностью и емкостью можно изготовить

лишь для частот ниже 150—250 *Мгц*. Объясняется это невозможностью беспредельного уменьшения емкости и индуктивности контура (см. § 4-2).

2. Эквивалентная добротность нагрузочных контуров становится низкой, а полоса пропускания очень широкой. Объясняется это тем, что входное и выходное сопротивления лампы в диапазоне СВЧ резко снижаются с ростом частоты (5-13). Благодаря этому они сильно шунтируют контур усилителя, его эквивалентное сопротивление $R'_{0э}$ резко уменьшается и практически определяется только $R_{вх}$ и $R_{вых}$. По этой же причине резко снижается и эквивалентная добротность контура $Q_э$. Количественную оценку сказанного рассмотрим на следующем примере.

Пример 5-4. Определить $R'_{0э}$ и $Q_э$ контура резонансного усилителя с лампой 6Ж4 при работе на частоте 67 *Мгц* (частота УКВ ЧМ радиостанций), если в следующем каскаде используется такая же лампа; добротность контурной катушки равна 100, $C_{сх} = 30$ *пф*. По формулам (5-13) и (5-14), используя данные табл. 5-1, определяем $R_{вх} = \frac{7\,000}{67^2} = 1{,}55$ *ком* и $R_{вых} = 10\ R_{вх} = 15{,}5$ *ком*. Вычисляем $R_{0э}$ контура, полагая, что $C_э = C_{сх}$:

$$R_{0э} = \frac{100}{6{,}28 \cdot 67 \cdot 10^6 \cdot 30 \cdot 10^{-12}} = 7{,}9\ ком.$$

Рассчитываем $Q_э$ контура по формуле (5-20), заменяя R_c и R_i на $R_{вх}$ и $R_{вых}$:

$$Q_э = \frac{100}{1 + \frac{7{,}9}{1{,}55} + \frac{7{,}9}{15{,}5}} = 15.$$

$$\text{Тогда}\ R'_{0э} = \frac{15}{6{,}28 \cdot 67 \cdot 10^6 \cdot 30 \cdot 10^{-12}} = 1{,}2\ ком.$$

Следовательно, из-за шунтирования контура входным и выходным сопротивлениями ламп его добротность и эквивалентное сопротивление уменьшаются в 6,7 раза. Во столько же раз уменьшается коэффициент усиления и расширяется полоса пропускания каскада.

3. Собственные шумы усилителей СВЧ очень велики, а их влияние проявляется особенно заметно, так как эти усилители обычно пропускают широкую полосу частот, которая измеряется десятыми долями и даже десятками мегагерц. Расширение полосы пропускания объясняется резким снижением $Q_э$ и большим значением рабочей частоты (для данных примера 5-4 полоса пропускания каскада равна 4,5 *Мгц*). Кроме того, во многих случаях полосу усилителя

приходится еще дополнительно расширять вследствие большой ширины спектра передаваемых сигналов, а также из-за нестабильности частоты сигнала и частоты гетеродина приемника. Если считать относительную стабильность частоты сигнала равной 10^{-3}, то уход частоты передатчика по данным примера 5-4 составит $\Delta f_c = f_c \cdot 10^{-3} = 67 \cdot 10^6 \cdot 10^{-3} = 67$ *кгц*. Чтобы сигнал не выходил за пределы полосы пропускания усилителя и за счет этого не вносились искажения, полосу пропускания усилителя следует увеличить на $2\Delta f_c$, т. е. на 134 *кгц*. Передача и прием телевизионных и импульсных сигналов требуют широкой полосы пропускания в передатчике и приемнике, так как частотный спектр этих сигналов очень широк. Так, при передаче телевизионных программ с разложением на 625 строк ширина спектра сигнала составляет около 5 *Мгц*.

Рассмотрим ряд мер, позволяющих ослабить отрицательное влияние отмеченных выше особенностей работы усилителя на СВЧ.

Для повышения рабочей частоты контура с сосредоточенной индуктивностью на СВЧ часто используют последовательное включение катушки между каскадами (рис. 5-14,*а*). Колебательный контур здесь образуется катушкой индуктивности, монтажными емкостями, входной и выходной емкостями ламп. Его эквивалентная схема приведена на рис. 5-14,*б*. Из нее следует, что при $C_{вых1} = C_{вх2} = C$ резонансная частота контура в 2 раза выше, чем в случае параллельного включения той же индуктивности, так как эквивалентная емкость контура здесь в 4 раза меньше. При параллельном

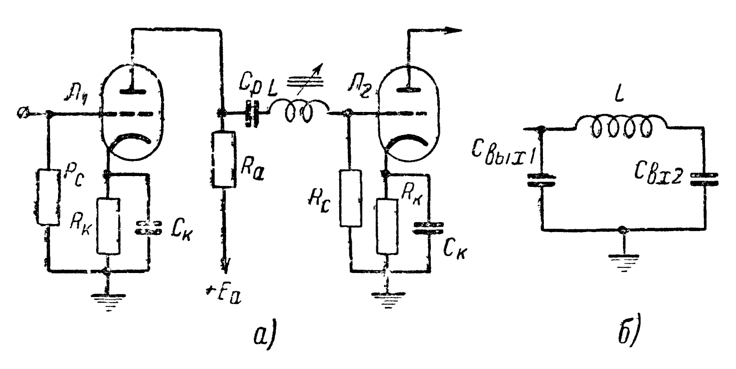


Рис. 5-14. Схема усилителя с последовательным включением контура (*а*) и эквивалентная схема контура (*б*).

лючении $C_э = C_{вых1} + C_{вх2} = 2C$, а при последовательном $C_э = \frac{C_{вых1} C_{вх2}}{C_{вых1} + C_{вх2}} = \frac{C}{2}$.

С целью ослабления шунтирующего действия входного и выходного сопротивлений ламп на СВЧ, как правило, применяют схемы неполного включения контура. Схема рис. 5-14,*а* автоматически обеспечивает неполное включение контура как со стороны анодной цепи лампы, так и со стороны сеточной цепи лампы следующего каскада. Действительно, согласно рис. 5-14,*б* емкостная ветвь контура разделена на две части (емкости $C_{вых1}$ и $C_{вх2}$). К лампе рассматриваемого каскада подключена часть контура, включающая емкость $C_{вых1}$, а на вход лампы следующего каскада подводится напряжение, снимаемое с емкости $C_{вх2}$. Коэффициенты неполного включения в данном случае будут:

$$p_a = \frac{C_{вх2}}{C_{вых1} + C_{вх2}}; \quad p_c = \frac{C_{вых1}}{C_{вых1} + C_{вх2}}. \qquad (5\text{-}33)$$

Большую долю в собственных шумах усилителя составляют шумы его лампы. В усилителях СВЧ, как и во входных цепях, обычно стремятся получить наилучшее отношение $\frac{\text{сигнал}}{\text{шум}}$, а не наибольшее усиление. Только при наилучшем отношении $\frac{\text{сигнал}}{\text{шум}}$ для всего приемника можно получить наибольшую чувствительность. Чтобы улучшить отношение $\frac{\text{сигнал}}{\text{шум}}$, в усилителе следует применять лампы с малыми шумами. В § 10-6 будет показано, что шумы у триодов в 2—4 раза меньше, чем у пентодов. Поэтому в усилителях на СВЧ выгоднее применять триоды. Но на СВЧ в обычной схеме включения нагрузки из-за большой величины емкости $C_{a\text{-}c}$ от триодов не удается получить большого коэффициента устойчивого усиления (5-21). М. А. Бонч-Бруевичем была предложена и исследована схема усилителя с общей или заземленной сеткой. Она изображена на рис. 5-15. Характерной особенностью этой схемы является то, что входное сопротивление каскада обратно ее крутизне. Так как для ламп $S \approx 3 \div 8$ *ма/в*, то $R_{вх} = 125 \div 300$ *ом*. Следовательно, в этой схеме можно считать, что $R'_{0э} \approx R_{вх}$, поэтому при непосредственном включении контура при оди-

наковых лампах коэффициент усиления каскада будет равен единице $K_0 = SR'_{0э} \approx S\frac{1}{S} = 1$.

Однако если включить вход следующего каскада автотрансформаторно, то эквивалентное сопротивление нагрузки будет $\frac{1}{p_c^2 S}$ и согласно (5-18б)

$$K_0 = p_c S R_{0э} \approx \frac{1}{p_c}. \qquad (5\text{-}34)$$

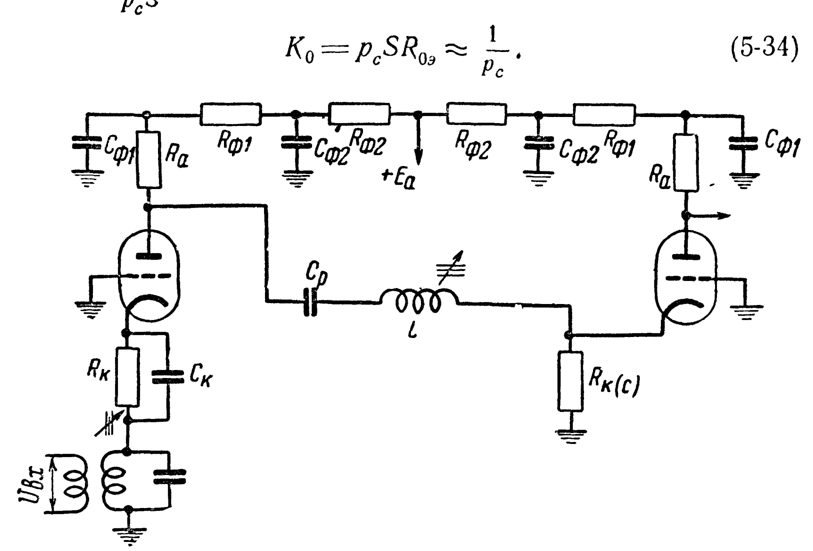


Рис. 5-15 Схема усилителя на триодах с общей сеткой при последовательном включении индуктивности контура.

Это соотношение справедливо при $p_c > 0{,}2$, так как при малых значениях p_c на $R'_{0э}$ существенное влияние будет оказывать выходное сопротивление лампы, действие которого не учитывалось.

В схеме усилителя, изображенной на рис. 5-15, необходимое неполное включение входа ламп следующего каскада достигнуто применением последовательного включения контурной катушки.

Отличительной особенностью резонансных усилителей СВЧ является наличие двойных цепей развязывающих фильтров (рис. 5-15). Первая ячейка фильтра $C_{ф1}$ и $R_{ф1}$ рассчитывается на фильтрацию СВЧ, вторая ячейка—на фильтрацию более низких частот. Делается это потому, что конденсаторы большой емкости обладают значительной индук-

тивностью и поэтому не могут быть использованы в фильтрующих цепях СВЧ (см. § 5-8).

Если эквивалентное сопротивление контура каскада усилителя СВЧ определяется входным и выходным сопротивлениями ламп смежных каскадов, то максимальное усиление предыдущего каскада будет при оптимальном согласовании этих сопротивлений. Это можно объяснить, пользуясь рис. 5-16, на котором изображена эквивалентная схема каскада. Контур здесь заменен идеальным четырехполюсником

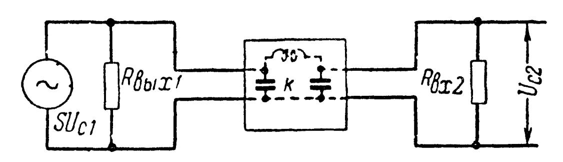


Рис 5-16 Эквивалентная схема каскада усилителя СВЧ.

K (без активных потерь). Максимальная мощность, которую передает генератор в нагрузку ($R_{вх2}$), определится соотношением

$$P_{макс}=I^2R_{вых1}=\frac{S^2U_{c1}^2}{4}R_{вых1}.$$

Если пренебречь потерями сигнала в контуре, то вся передаваемая мощность выделится на входном сопротивлении лампы $P_{макс}=\frac{U_{c2}^2}{R_{вх}}$. Приравнивая оба выражения для $P_{макс}$ и решая их относительно U_{c2}, получим:

$$U_{c2}=0{,}5SU_{c1}\sqrt{R_{вх2}R_{вых1}},$$

откуда наибольшее значение коэффициента усиления каскада

$$K_{0\,макс}=0{,}5S\sqrt{R_{вх2}R_{вых1}}. \qquad (5\text{-}35)$$

Практически коэффициент усиления будет меньшим из-за потерь в контуре.

Из полученного выражения следует, что усиление на СВЧ зависит только от параметров лампы и не зависит от параметров контура (при условии $R_{0э}\gg R_{вх}$, что практически всегда выполняется). Контур же обеспечивает лишь избирательность усилителя.

Пример 5-5. Определить максимальный коэффициент усиления каскада на лампе типа 6Ж4 при $f = 100$ *Мгц* ($S = 9$ *ма/в*, $R_{вх} = 950$ *ом*, $R_{вых} = 10$ *ком*)

а) при непосредственном включении контура с $R_{0э} = 10$ *ком*;

б) при оптимальном автотрансформаторном включении цепи сетки лампы следующего каскада, если в нем используется такая же лампа.

Для непосредственного включения контура $R_{0э}$, $R_{вых1}$ и $R_{вх2}$ включены параллельно Поэтому $\frac{1}{R'_{0э}} = \frac{1}{R_{0э}} + \frac{1}{R_{вых1}} + \frac{1}{R_{вх2}} = \frac{1}{10} + \frac{1}{10} + \frac{1}{0,95} = 1,25$ 1/*ком* Следовательно, $R'_{0э} = 0,8$ *ком* и $K_0 = 9 \cdot 10^{-3} \cdot 0,8 \; 10^3 = 7,2$.

При оптимальном автотрансформаторном включении входа лампы следующего каскада из (5-35) $K_{0макс} = 0,5 \cdot 9 \cdot 10^{-3} \sqrt{10^4 \cdot 950} = 13,9$.

На заданной частоте коэффициент устойчивого усиления для этой лампы будет 13,3, что составляет 95% от максимально возможного при оптимальном согласовании

Таким образом, при $R_{вх} \ll R_{э0}$ автотрансформаторное включение сетки лампы следующего каскада приводит к увеличению K_0, а не к снижению его

При применении схем с непосредственным включением контура усилительные и избирательные свойства каскада на СВЧ будут определяться входным сопротивлением лампы последующего каскада. Поскольку входное сопротивление лампы падает с увеличением частоты, то можно найти такое предельное значение частоты $f_п$, выше которой коэффициент усиления каскада становится меньше единицы. Величина предельной частоты определяется для однотипных ламп в соседних каскадах усилителя из следующих соображений. Пусть $R_{0э} \gg R_{вх}$, тогда можно считать, что усиление каскада будет $K_0 = SR_{вх}$. Используя (5-13), получим:

$$K_0 = S \frac{B}{f^2},$$

откуда

$$f_п = \sqrt{SB}.$$

Значения частоты $f_п$ приведены в табл. 5-1. Оценку усилительных способностей ламп на СВЧ удобно производить по произведению коэффициентов $SB = D$, которое будем называть добротностью лампы. Численные значения добротности приведены в табл. 5-1.

Теоретические исследования показали, что в усилителях СВЧ условия получения наилучшего отношения $\frac{\text{сигнал}}{\text{шум}}$ практически мало отличаются от условий достижения наибольшего коэффициента усиления. Поэтому расчет усилителей производят на $K_{0\,макс}$, а затем экспериментально подбирают связь лампы данного каскада с выходом предыдущего каскада, при которой получается оптимальное отношение $\frac{\text{сигнал}}{\text{шум}}$.

Лампы, применяемые в усилителях СВЧ, должны обладать повышенным значением крутизны (на СВЧ это особенно важно, так как трудно получить контур с большим $R_{0э}$), большим значением входного и выходного сопротивлений, малыми шумами (триоды) и малыми междуэлектродными емкостями.

5-8. ОБРАТНЫЕ СВЯЗИ И РАЗВЯЗЫВАЮЩИЕ ФИЛЬТРЫ В УСИЛИТЕЛЯХ

В реальных ламповых усилителях между выходными и входными цепями через отдельные элементы схемы существует непосредственная связь, вследствие которой часть или все выходное напряжение может быть подано обратно на вход усилителя. Такую связь принято называть обратной связью в отличие от прямой связи, обеспечивающей передачу напряжения в прямом направлении прохождения сигнала через усилитель.

Обратные связи могут явиться следствием особенностей самой схемы усилителя, но иногда они создаются специально.

Если напряжение обратной связи на входе усилителя совпадает по фазе с основным входным напряжением, то такую обратную связь называют положительной; если же напряжение обратной связи находится в противофазе со входным напряжением, то обратную связь называют отрицательной. Положительная обратная связь увеличивает коэффициент усиления, а отрицательная — уменьшает. Сильная положительная обратная связь может привести к самовозбуждению усилителя, т. е. может превратить усилитель в генератор электрических колебаний.

Достоинством отрицательной связи в усилителях является то, что она позволяет в значительной степени ослабить

искажения всех видов, правда ценой уменьшения коэффициента усиления.

Образование отрицательной обратной связи за счет особенностей схемы можно рассмотреть на примере влияния катодного сопротивления $R_к$, включаемого для автоматического создания напряжения смещения на сетку лампы (рис. 5-1). Положим, что в данный момент времени плюс входного напряжения подается на сетку лампы, а минус — на шасси. Тогда анодный ток лампы будет увеличиваться, а потенциал катода по отношению к шасси будет возрастать. При изменении полярности входного напряжения анодный ток начнет уменьшаться. Таким образом, переменные напряжения на сетке и катоде лампы по отношению к шасси находятся в фазе, а результирующее переменное напряжение между сеткой и катодом, управляющее анодным током лампы, равно их разности и оказывается меньше входного напряжения каскада. За счет этого уменьшится переменная составляющая анодного тока, что приведет к соответствующему снижению коэффициента усиления каскада.

Переменное напряжение на сопротивлении в цепи катода

$$U_{Rк} = i_a R_к = SU_{к\text{-}с} R_к.$$

Но

$$U_{вх} = U_{к\text{-}с} + U_{Rк} = U_{к\text{-}с}(1 + SR_к).$$

Следовательно,

$$U_{к\text{-}с} = \frac{U_{вх}}{1 + SR_к}.$$

Поэтому, если произведение $SR_к > 0{,}1$, то снижение коэффициента усиления каскада становится значительным. Вот почему $R_к$ необходимо шунтировать конденсатором, сопротивление которого для наинизших рабочих частот каскада было бы очень мало [см. (5-6)].

Как правило, все каскады приемника получают питание своих цепей от одного общего источника (выпрямитель, умформер и т. п.). Поэтому источник питания является общим элементом и по нему могут проходить токи рабочих частот всех каскадов. Эти токи создадут на внутреннем сопротивлении источника питания падение напряжения, которое поступит затем ко всем остальным каскадам. В общем случае при питании от одного источника всех каскадов радиоприемника источник питания служит элементом связи между анодной и сеточной цепями всех каскадов приемника, начиная со второго, ибо анодная цепь предыдущего каска-

да всегда непосредственно связана с сеточной цепью последующего каскада. Такое явление может привести к образованию вредных паразитных обратных связей и к самовозбуждению отдельных каскадов в случае наличия соответствующих амплитудных и фазовых соотношений напряжений обратной связи. Так, например, если все анодные цепи трехкаскадного усилителя питаются от общего источника питания, то ток третьего каскада создаст на внутреннем сопротивлении источника питания падение напряжения, которое будет способствовать самовозбуждению усилителя.

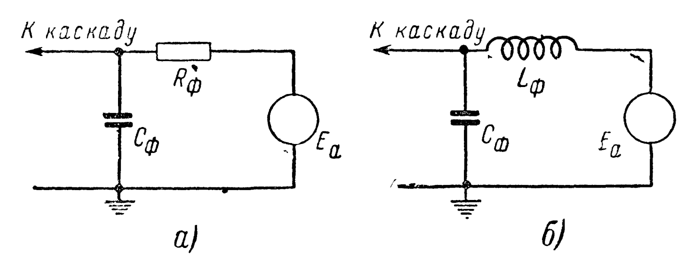


Рис. 5-17. Схема звеньев развязывающих фильтров.

Существуют два способа устранения указанных обратных связей: включение развязывающих фильтров в цепи питания отдельных каскадов, которые преграждали бы доступ токам рабочей частоты в источник питания, и шунтирование источника питания большой емкостью, резко снижающее его внутреннее сопротивление для переменных токов рабочих частот.

На рис. 5-17 приведены две основные схемы развязывающих фильтров. Фильтры с индуктивностью (схема *б*) включаются тогда, когда в цепи проходит постоянная составляющая тока большой величины и нежелательно иметь значительное падение напряжения на активном сопротивлении (как в схеме *а*). В радиоприемниках обычно используются развязывающие фильтры с активным сопротивлением, так как токи питания отдельных цепей их каскадов не превышают 5—10 *ма*.

Элементы развязывающего фильтра выбирают таким образом, чтобы отношение сопротивлений последовательного и параллельного звеньев фильтра на наинизшей рабочей частоте каскада удовлетворяло неравенству

$$\frac{Z_{пар}}{Z_{посл}} \leqslant K_{ф}. \qquad (5\text{-}36)$$

Здесь $K_ф$ — необходимый коэффициент фильтрации звена. Численно он определяет долю тока рабочей частоты каскада, проходящего в цепь источника питания. Данные анализа и опытных исследований показывают, что в радиоприемниках самовозбуждение за счет общего источника питания каскадов маловероятно, если $K_ф \leqslant 0{,}001 \div 0{,}01$. Чем меньше взято значение $K_ф$, тем лучше будет действие фильтра. В тех случаях, когда нельзя достигнуть требуемого значения коэффициента фильтрации с помощью одного звена, применяют последовательное соединение нескольких фильтрующих звеньев (рис. 5-15). При этом общий коэффициент фильтрации будет равен произведению $K_ф$ отдельных звеньев.

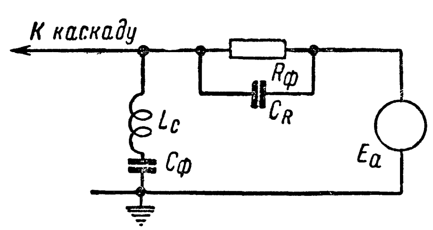


Рис. 5-18. Эквивалентная схема развязывающего фильтра для СВЧ.

При расчетах элементов звена фильтра следует помнить, что конденсаторы (особенно бумажные) обладают собственной индуктивностью, а между выводами активного сопротивления всегда имеется некоторая емкость монтажа. Поэтому для СВЧ эквивалентная схема звена фильтра имеет вид, изображенный на рис. 5-18. Вполне очевидно, что индуктивность цепи конденсатора L_C и собственная емкость сопротивления и монтажа C_R будут ухудшать работу фильтра.

Рассмотрим это на следующем примере.

Пример 5-6. Определить коэффициент фильтрации звена фильтра на частоте $f = 50$ *Мгц*, элементы которого имеют следующие параметры: $R_ф = 1$ *ком*, $C_ф = 0{,}1$ *мкф*. Конденсатор фильтра бумажный и обладает индуктивностью 0,1 *мкгн*, а емкость $C_R = 20$ *пф*.

1. Определим сопротивления отдельных элементов эквивалентной схемы фильтра на рабочей частоте: $R_ф = 1{,}0$ *ком*; $X_{Cф} = \frac{1}{6{,}28 \cdot 5 \cdot 10^7 \cdot 10^{-7}} = 0{,}03$ *ом*; $X_{C_R} = \frac{1}{6{,}28 \cdot 5 \cdot 10^7 \cdot 20 \cdot 10^{-12}} = 160$ *ом*; $X_{L_C} = 6{,}28 \cdot 5 \cdot 10^7 \cdot 10^{-7} = 32$ *ом*.

2. Если не учитывать влияние C_R и L_C, то коэффициент фильтрации звена был бы

$$K_ф = \frac{X_{Cф}}{R_ф} = \frac{0{,}03}{1\,000} = 3 \cdot 10^{-5},$$

что обеспечило бы хорошую фильтрацию.

3 Если учесть влияние C_R и L_C, то получим

$$Z_{пар} = X_{L_C} - X_{C\phi} = 32 - 0{,}03 \approx 32\ ом,$$

$$Z_{посл} = \frac{R_\phi}{\sqrt{1+\left(\frac{R_\phi}{X_{CR}}\right)^2}} \frac{1\,000}{\sqrt{1+\left(\frac{1\,000}{160}\right)^2}} = 158\ ом,$$

$$K_\phi = \frac{32}{158} = 0{,}2,$$

что слишком мало.

Если заменить конденсатор C_ϕ керамическим конденсатором емкостью 500 *пф*, для которого $L_C \approx 10^{-9}$ *гн*, то, рассуждая аналогично предыдущему, получим

$$X_{C\phi} = 6{,}4\ ом, \quad X_{LC} = 0{,}32\ ом$$

и

$$K_\phi = \frac{6{,}4 - 0{,}32}{158} = 0{,}04,$$

что в 5 раз лучше, хотя емкость звена фильтра взята в 200 раз меньшей

Данные элементов звена фильтра выбирают обычно так: из условия допустимой величины падения напряжения за счет постоянной составляющей тока берут наибольшее возможное значение сопротивления R_ϕ и по его величине и заданному коэффициенту фильтрации определяют емкость C_ϕ. Тип конденсатора берут таким, чтобы обеспечить нужную фильтрацию с учетом его собственной индуктивности.

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ ДЛЯ ПОВТОРЕНИЯ

1 Каковы назначения усилителя высокой частоты в приемнике?

2. Каковы основные требования, предъявляемые к усилителям высокой частоты?

3. Из каких условий выбираются блокировочные конденсаторы, элементы схемы питания лампы и развязывающих фильтров в усилителях высокой частоты?

4. От каких параметров схемы и каким образом зависит резонансный коэффициент усиления каскада усилителя высокой частоты с непосредственным включением контура? Каков закон его изменения в диапазоне рабочих частот?

5. Как следует оценивать избирательные свойства усилителя с непосредственным включением контура?

6. Что принято называть устойчивым коэффициентом усиления? Использование его при расчете усилителей высокой частоты?

7 Из каких условий следует выбирать лампы для усилителя высокой частоты?

8. Какова зависимость полосы пропускания многокаскадного резонансного усилителя от числа его каскадов и полосы пропускания каскада?

9. Дайте сравнительную оценку резонансных усилителей с непосредственным, автотрансформаторным и трансформаторным включениями контура. Когда какую схему включения выгоднее применять?

10. Как следует разбивать общий рабочий диапазон частот усилителя на отдельные диапазоны?

11. Каковы преимущества «суженных» диапазонов и методы их осуществления?

12. Каковы особенности работы усилителей на СВЧ? Способы улучшения параметров усилителя СВЧ?

13. Чем определяется наибольший коэффициент усиления на СВЧ при оптимальном согласовании каскадов? Выбор лампы для усилителя СВЧ.

ЗАДАЧИ

1. Найти ослабление, даваемое усилителем из примера 5-1, при расстройке на 10 и 30 *кгц* в начале и конце диапазона.

Ответ: 2,24 и 6,08 для начала; 1,2 и 2,3 для конца диапазона.

2. Рассчитать элементы схемы усилителя с непосредственным включением контура для схемы рис. 5-1,*а* применительно к примеру 5-1, полагая $E_a = 270$ *в*.

Ответ: $R_к = 260$ *ом*; $C_к \geqslant 0,1$ *мкф*; $R_{э2} = 21$ *ком*; $R_{э1} = 24$ *ком*; $C_э \geqslant 1\,400$ *пф*; $R_ф = 22$ *ком*; $C_б \geqslant 0,03$ *мкф*; $R_{c2} \geqslant 0,4$ *Мом*; $C_р \geqslant 260$ *пф*.

3. Выбрать элементы схемы усилителя по ГОСТ и сортаментам применительно к предыдущей задаче.

Ответ: $R_к$ — ВС-0,25, 240 *ом*; $C_к$ — КБГ-М, 0,1 *мкф* на 250 *в*; $R_{э2}$ — ВС-1,00, 20 *ком*; $R_{э1}$ — ВС-1,0, 24 *ком*; $C_э$ — КБГ-М, 0,02 *мкф* на 250 *в*; $R_ф$ — ВС-1,0, 24 *ком*; $C_б$ — КБГ-М, 0,04 *мкф* на 250 *в*; R_{c2} — ВС-0,25, 0,39 *Мом*; $C_р$ — КТК, 270 *пф*.

4. Найти ослабление усилителя, рассчитанного в примере 5-4, при расстройке на 4 и 10 *Мгц*.

Ответ: 2, 4,6.

ГЛАВА ШЕСТАЯ

УСИЛИТЕЛИ ПРОМЕЖУТОЧНОЙ ЧАСТОТЫ

6-1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ ОБ УСИЛИТЕЛЯХ ПРОМЕЖУТОЧНОЙ ЧАСТОТЫ

Для того чтобы радиоприемник обладал хорошей избирательностью и вносил малые частотные искажения, его резонансная кривая должна иметь прямоугольную форму.

Такая практически недостижимая резонансная кривая называется идеальной. Она приведена на рис. 6-1. Сопоставляя рис. 6-1 с рис. 4-4, замечаем, что к прямоугольной приближается форма характеристики двухконтурного фильтра при $\eta > 1$. Анализ графиков рис. 4-7, 4-8 и 4-9 показывает, что при увеличении числа каскадов форма резонансной кривой становится более близкой к прямоугольной не только для усилителя со связанными контурами, но и для резонансного усилителя, хотя для резонансного усилителя это приближение выражается весьма слабо.

В радиотехнике усилители, форма резонансной кривой которых приближается к прямоугольной, принято называть полосовыми, так как они равномерно усиливают только в определенной полосе частот. Для осуществления полосовых усилителей необходимо применение или двухконтурных фильтров, или одиночных контуров, расстроенных друг относительно друга. Конструирование таких усилителей для работы в диапазоне частот весьма затруднительно, поэтому их применяют, как правило, лишь для усиления на фиксированной частоте. В приемниках полосовые усилители применяются в качестве усилителей промежуточной частоты.

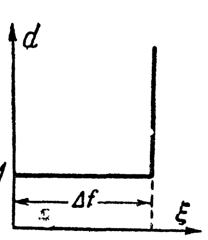


Рис. 6-1. Идеальная резонансная кривая приемника.

Требования, предъявляемые к полосовым усилителям, в основном сходны с требованиями, предъявляемыми к резонансным усилителям. Однако некоторые из них имеют специфические отличия, заключающиеся в следующем. В некоторых полосовых усилителях резонансные частоты отдельных контуров бывают различными, хотя и находятся в пределах полосы пропускания усилителя. Поэтому коэффициент усиления полосовых усилителей определяют не на резонансной частоте нагрузочных контуров, а на средней частоте полосы пропускания. Однако обозначается он так же, как и для резонансного усилителя, через K_0.

Поскольку форма резонансной кривой полосового усилителя должна быть возможно ближе к прямоугольной, его избирательные свойства удобнее характеризовать коэффициентом прямоугольности кривой и полосой пропускания, а не ослаблением при заданной расстройке и полосой пропускания, как это принято для резонансного усилителя.

Коэффициентом прямоугольности резонансной кривой принято называть отношение ее ширины при

ослаблении в 10 или 100 раз к ширине полосы пропускания (т. е. к ширине при ослаблении, равном 1,41):

$$K_{n10} = \frac{2\Delta f_{10}}{2\Delta f_{1,41}}. \qquad (6\text{-}1)$$

Чем меньше это отношение, тем ближе форма резонансной кривой к прямоугольной. Поэтому численная величина коэффициента прямоугольности характеризует степень приближения резонансной кривой к прямоугольнику. Для идеального прямоугольника коэффициент прямоугольности равен единице при любом уровне отсчета.

Обобщенная расстройка (4-13) прямо пропорциональна абсолютной расстройке. Поэтому для определения коэффициента прямоугольности удобнее всего пользоваться обобщенными резонансными кривыми, беря отношение обобщенных расстроек при заданных ослаблениях и полагая обе ветви резонансной кривой симметричными. Для одиночного контура согласно кривой *1* рис. 4-4 при ослаблении в 10 раз обобщенная расстройка равна 10, а при ослаблении 1,41 (уровень отсчета полосы пропускания) она равна единице. Следовательно, для одиночного контура согласно (6-1),

$$K_{n10} = \frac{2\Delta f_{10}}{2\Delta f_{1,41}} = \frac{\xi_{d=10}}{\xi_{d=1,41}} = \frac{10}{1} = 10.$$

Так как обобщенная резонансная кривая справедлива для контура с любыми параметрами (f_0 и Q), то для любого контура $K_{n10} = 10$.

В табл. 6-1 приведены значения K_n для основных схем усилителей в зависимости от числа каскадов.

Из сопоставления приведенных цифр видно, что с увеличением числа каскадов резонансного усилителя форма его резонансной кривой приближается к прямоугольной. Аналогичные результаты получаются и для усилителя, содержащего в каждом каскаде по два связанных контура. Поэтому можно сделать следующий вывод: величина коэффициента прямоугольности резонансной кривой резонансного усилителя зависит только от числа каскадов и не зависит от параметров его контуров, а усилителя, содержащего в каждом каскаде по два связанных контура,— от числа каскадов и параметра связи между контурами. В связи с этим при проектировании полосовых усилителей можно принимать принципиальное решение о схеме построения усилителя по заданной величине коэффициента прямоугольности.

Данные табл. 6-1 показывают, что при малом числе каскадов добавление одного каскада сильно уменьшает K_n, а при $n>5$ это уменьшение становится незначительным. Поэтому нецелесообразно брать в усилителях число каскадов более 5—6, стремясь получить значительный выигрыш в снижении K_n. Сравнение данных табл. 6-1 при малом числе каскадов показывает, что наихудшей является форма кривой резонансного усилителя.

Таблица 6-1

Схема усилителя			Число каскадов n						
			1	2	3	4	6	10	∞
Резонансный усилитель		K_{n10}	10	4,8	3,75	3,4	3,1	2,9	2,57
		K_{n100}	100	16	9,0	7,0	5,6	4,65	3,65
Полосовой усилитель	с попарно-расстроенными контурами при оптимальной расстройке	K_{n10}	—	3,2	—	2,2	1,95	1,78	1,6
		K_{n100}	—	10	—	4,0	3,0	2,5	1,91
	с двумя связанными контурами при критической связи	K_{n10}	3,2	2,2	1,95	1,85	1,76	1,71	1,6
		K_{n100}	10	4,0	3,0	2,7	2,4	2,16	1,91

В то же время кривая усилителя с нагрузкой в виде двух связанных контуров приближается по форме к прямоугольной лучше, чем у двух других схем. Вот почему в качестве усилителей промежуточной частоты супергетеродинных приемников наиболее часто применяются усилители с двумя связанными контурами.

Использование величины K_n для выбора схемы усилителя поясним на примере.

Пример 6-1. Выбрать схему полосового усилителя, обеспечивающую $K_{n10}<2$ при наименьшем числе каскадов.

Для резонансного усилителя при $n=\infty$ $K_{n10}=2{,}57$. Следовательно, такой усилитель ни при каких условиях не сможет обеспечить требующегося коэффициента прямоугольности. Для усилителя с попарно расстроенными контурами при шести каскадах $K_{n10}=1{,}95$, а для усилителя с двумя связанными контурами $K_{n10}=1{,}95$ всего при трех каскадах. Поэтому в данном случае лучше всего применить трехкаскадный полосовой усилитель с двумя связанными контурами в каждом каскаде при критической связи между контурами.

При конструировании приемников промежуточная частота часто не задается. Ее выбирают в соответствии с общими требованиями избирательности на весь приемник (см. § 9-5). Поэтому при проектировании усилителя промежуточной частоты его средняя частота, равная промежуточной частоте приемника, выбирается при расчете блок-схемы приемника. Остальные требования к полосовым усилителям (устойчивость усиления, степень искажений, удобство настройки и управления, простота конструкции и т. п.) формулируются так же, как и для резонансного усилителя.

Дополнительным требованием, характерным для полосовых усилителей, является стабильность полосы пропускания в процессе эксплуатации усилителя. Важность этого требования объясняется тем, что ширина полосы пропускания является одним из главнейших параметров такого усилителя.

6-2. СХЕМЫ ПОЛОСОВЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

Все существующие типы полосовых усилителей можно разделить на три группы: а) усилители с одним контуром в каждом каскаде; б) усилители с двумя связанными контурами в каждом каскаде; в) усилители с различным числом контуров в каждом каскаде.

Каждый отдельный каскад усилителей первой группы представляет собой обычный резонансный усилитель. Но резонансные частоты отдельных каскадов усилителя выбираются различными и находятся в пределах полосы пропускания, почему усилители этого типа часто называют усилителями с расстроенными контурами. На рис. 6-2 приведены резонансные кривые двух таких каскадов. Расстройка между каскадами взята равной 1,41 от полосы пропускания каждого каскада.

Общая резонансная кривая усилителя *3* получена как произведение ординат резонансных кривых каждого из каскадов.

Из кривых следует, что в интервале между резонансными частотами каскадов f_1 и f_2 произведение ординат резонансных кривых примерно постоянно и равно $0{,}33 \div 0{,}32$, а за пределами этого интервала оно резко убывает (резче, чем убывает у каждого из каскадов, так как произведение двух дробей всегда меньше наименьшего множителя). Поэтому результирующая резонансная кривая *3* имеет меньший K_n, чем у обыкновенного резонансного усилителя. В этом легко убедиться, если нарисовать результирующую резонансную

кривую обоих каскадов в относительном масштабе по отношению к своей максимальной ординате 0,33. С учетом такого пересчета она будет соответствовать кривой *4*, изображенной штриховой линией. Сопоставление кривой *4* с резонансной кривой одного каскада показывает, что ее форма значительно ближе к прямоугольной. Еще меньшее значение K_n можно получить при настройке каскадов усилителя на три или пять различных частот (усилитель с расстроенными тройками и пятерками). Преимуществом этой

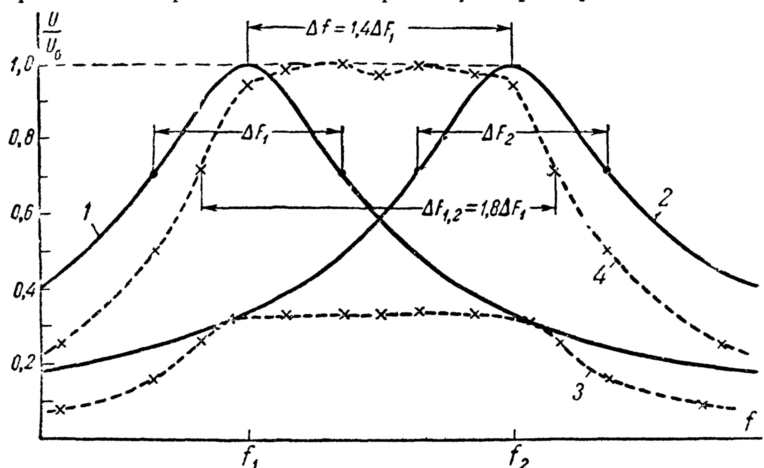


Рис. 6-2. Резонансные кривые двухкаскадного полосового усилителя первой группы.

1—резонансная кривая первого каскада, *2*—второго каскада; *3*—обоих каскадов

группы усилителей является то, что они позволяют получить относительно высокий коэффициент усиления при большой ширине полосы пропускания.

Ордината кривой *3* на средней частоте $f_{cp} = f_{np} = \frac{f_2 - f_1}{2}$ составляет 0,32 от максимальных ординат кривых каждого из каскадов. Следовательно, усиление такого усилителя равно 0,32 от усиления обычного двухкаскадного резонансного усилителя, но его полоса пропускания в 1,8 раза шире полосы пропускания отдельного каскада.

Но полоса пропускания двухкаскадного резонансного усилителя составляет всего 0,64 от полосы его каскадов [см. (5-25) и табл. 5-3]. Поэтому, если полоса пропускания усилителя с расстроенными контурами должна быть равной полосе пропускания двухкаскадного резонансного усилите-

ля, то добротность его контуров должна быть в $\frac{1,8}{0,64}=2,8$ раза больше, чем у контуров резонансного усилителя. Во столько же раз больше будет усиление каждого каскада усилителя с расстроенными контурами по сравнению с усилением каскадов резонансного усилителя. Следовательно, результирующее усиление на средней частоте для усилителя с расстроенными контурами будет в $2,8^2 \cdot 0,32=2,5$ раза больше усиления двухкаскадного резонансного усилителя.

При увеличении числа каскадов в усилителе с расстроенными контурами сужение результирующей полосы пропускания будет значительно меньшим, чем в резонансном усилителе, так как средняя часть кривой *4* рис. 6-2 практически постоянна в широкой полосе частот. Поэтому при увеличении числа каскадов такого усилителя потребуется значительно меньшее понижение добротности контуров, чем в резонансном усилителе с тем же числом каскадов, и общее усиление резонансного усилителя будет значительно меньше. Численное сравнение коэффициентов усиления различных многокаскадных усилителей дано в § 6-3.

Но усилители с расстроенными контурами обладают и весьма существенным недостатком. Их полоса пропускания и коэффициент усиления очень сильно зависят от изменения емкости контуров. Это особенно заметно при частотах выше 5—10 *Мгц*, когда для повышения коэффициента усиления емкость контура приходится брать малой. Так как в этом случае междуэлектродные емкости ламп составляют большую долю емкости контура, то смена ламп в процессе эксплуатации усилителя может привести к существенному изменению его полосы пропускания и величины коэффициента усиления. Из-за этого и трудностей настройки они не находят широкого применения в радиовещательных приемниках и используются лишь в качестве усилителей промежуточной частоты телевизионных и импульсных приемников сантиметрового диапазона, для которых большой коэффициент усиления и широкая полоса пропускания являются главными требованиями.

Схема простейшего усилителя второй группы приведена на рис. 6-3. В качестве нагрузки в таком усилителе могут быть использованы полосовые фильтры, составленные по одной из схем рис. 4-5 или по более сложным комбинированным схемам. Резонансные кривые отдельных каскадов усилителей этого типа получаются такими же, как это изображено на рис. 4-6. Поэтому, используя обобщенные ха-

рактеристики рис. 4-4, 4-7, 4-8 и 4-9, можно найти избирательность усилителя с любыми параметрами его полосового фильтра. Характерной особенностью усилителя данного типа является то, что его полоса пропускания сравнительно мало зависит от изменения емкости контура. Отмеченное свойство дает возможность использовать такие усилители на весьма высоких частотах, когда емкостью контура служат

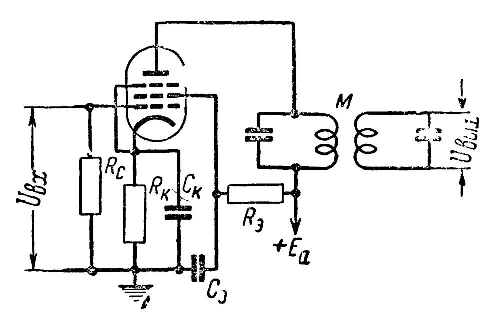


Рис 6-3 Схема каскада полосового усилителя с двумя связанными контурами

лишь емкости монтажа и междуэлектродные емкости ламп Кроме того, из схемы рис. 6-3 следует, что в каждый контур усилителя входит только одна междуэлектродная емкость ламп усилителя $C_{вх}$ или $C_{вых}$ Это позволяет увеличивать коэффициент усиления каскада путем уменьшения емкости каждого контура.

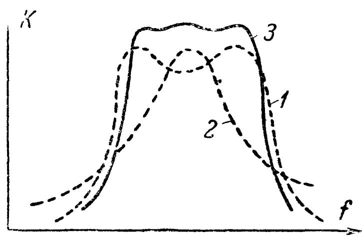


Рис. 6-4 Резонансные кривые двухкаскадного полосового усилителя третьей группы

1—для первого каскада с двумя контурами, 2—для второго каскада с одним контуром, 3—результирующая кривая усилителя

Наиболее часто усилители второй группы применяются с полосовыми фильтрами, у которых параметр связи $\eta=1$. При $\eta=1$ резонансная кривая фильтра, сохраняя хорошую форму, остается одногорбой, что значительно упрощает настройку усилителя по максимуму выходного напряжения. Благодаря указанным достоинствам усилитель этого типа наиболее часто применяется в современных радиоприемниках как усилитель промежуточной частоты.

Усилители третьей группы обычно представляют собой последовательное соединение каскада с двухконтурным

полосовым фильтром при $\eta > 1$ и каскада резонансного усилителя. Резонансные частоты обоих каскадов выбираются равными. Результирующая характеристика такого усилителя становится весьма близкой к идеальной, так как пик резонансной кривой второго каскада компенсирует провал в резонансной кривой первого каскада Резонансные кривые усилителя данного типа представлены на рис. 6-4. Эта группа усилителей обладает хорошей стабильностью полосы пропускания, но более сложна при настройке.

6-3. РАСЧЕТ ПОЛОСОВЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

Полосовые усилители получили широкое распространение в радиоприемной технике с начала 30-х годов нашего века, когда супергетеродинные приемники начали быстро заменять приемники прямого усиления. В супергетеродинных приемниках того времени наибольшее распространение имели усилители промежуточной частоты с двумя связанными контурами. Методика технического расчета таких усилителей была разработана В. И. Сифоровым в 1932—1935 гг. Применение других схем в усилителях промежуточной частоты современных приемников потребовало теоретического решения вопросов о наивыгоднейшем использовании каждой из описанных выше схем. Эти вопросы были решены в 1946—1950 гг. А. А. Колосовым, М. Л. Волиным и другими.

Исходными данными для расчета полосового усилителя обычно являются: коэффициент усиления, полоса пропускания, коэффициент прямоугольности (или ослабление при заданной расстройке) и средняя частота полосы пропускания (промежуточная частота приемника).

В основу общего метода расчета полосовых усилителей М Л. Волиным положено сравнение многокаскадного полосового усилителя, выполненного по любой схеме, с однокаскадным резонансным усилителем, имеющим ту же полосу пропускания. При этом предполагается, что все каскады многокаскадного усилителя одинаковы.

Коэффициент усиления каскада резонансного усилителя определяется формулой (5-19). Если заменить в ней согласно (4-12) $Q_э = \frac{f_0}{\Delta F}$, то получим следующую формулу:

$$K_{0p1} = \frac{S}{2\pi \Delta F C_э}. \tag{6-2}$$

Если задана полоса пропускания усилителя, то коэффи-

циент усиления каскада, а следовательно и многокаскадного усилителя, зависит от отношения $\frac{S}{C_э}$, т. е. от выбора типа лампы и величины эквивалентной емкости контура. В любой схеме полосового усилителя при увеличении числа каскадов сужается полоса пропускания усилителя. Если же требуется сохранять полосу пропускания усилителя постоянной, то при увеличении числа каскадов необходимо расширять полосу каждого каскада. Этого можно достигнуть уменьшением добротности контура, что поведет к снижению коэффициента усиления отдельных каскадов. Иначе говоря, при постоянной заданной полосе пропускания с ростом числа каскадов усиление каждого каскада падает. Поэтому наступит такой момент, когда дальнейшее увеличение числа каскадов не даст повышения общего коэффициента усиления всего усилителя. А. А. Колосов показал, что при заданной полосе пропускания и выбранных типе лампы и эквивалентной емкости контура существует оптимальное число каскадов, при котором получается наибольший K_0 усилителя.

Анализ зависимости коэффициента усиления многокаскадного усилителя от схемы и числа каскадов дает следующие расчетные формулы:

$$K_{0n} = \frac{K_{0p1}^n}{\varphi_1(n)} \qquad (6\text{-}3)$$

для n-каскадного резонансного усилителя;

$$K_{0n} = \frac{K_{0p1}^n}{\varphi_2(n)} \qquad (6\text{-}4)$$

для n-каскадного усилителя с попарно расстроенными контурами при оптимальной расстройке, равной $\Delta F_{каск}$, и

$$K_{0n} = \frac{K_{0p1}^n}{\varphi_3(n)} \qquad (6\text{-}5)$$

для n-каскадного усилителя с двумя связанными контурами при критической связи. Значения $\varphi_1(n)$, $\varphi_2(n)$ и $\varphi_3(n)$ приведены в табл. 6-2.

Анализ численных значений функции $\varphi(n)$ показывает, что усилитель с попарно расстроенными контурами дает наибольший коэффициент усиления. Усилитель с двумя связанными контурами дает больший коэффициент усиления, чем резонансный усилитель при $n > 3$.

Таблица 6-2

n	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
$\varphi_1(n)$	1	2,5	7,7	30	130	550	2 600	17 000	89 000	620 000
$\varphi_2(n)$	—	1	—	2,5	—	8	—	29	—	100
$\varphi_3(n)$	1,4	3,2	8	22	68	200	650	2 000	7 000	25 000
$\psi_1(n)$	1	1,56	1,96	2,3	2,58	2,89	3,1	3,33	3,55	3,78
$\psi_2(n)$	—	0,7	—	0,88	—	0,98	—	1,09	—	1,16
$\psi_3(n)$	0,7	0,88	0,98	1,09	1,16	1,22	1,25	1,29	1,33	1,37
$\theta_1(n)$	—	2,2	2,4	2,45	2,5	2,55	2,6	2,65	2,7	2,75
$\theta_2(n)$	—	5,0	—	6,65	—	7,7	—	8,3	—	8,7
$\theta_3(n)$	—	1,75	1,83	1,9	2,0	2,1	2,15	2,2	2,3	2,4

Для того чтобы обеспечить заданную полосу пропускания всего усилителя, эквивалентная добротность контуров каждого каскада должна рассчитываться по следующим формулам:

$$Q_э = \frac{f_0}{\Delta F \psi_1(n)} \qquad (6\text{-}6)$$

для n-каскадного резонансного усилителя;

$$Q_э = \frac{f_0}{\Delta F \psi_2(n)} \qquad (6\text{-}7)$$

для n-каскадного полосового усилителя с попарно-расстроенными контурами при оптимальной расстройке;

$$Q_э = \frac{f_0}{\Delta F \psi_3(n)} \qquad (6\text{-}8)$$

для n-каскадного усилителя с двумя связанными контурами при критической связи. Здесь ΔF — полоса пропускания и f_0 — ее средняя частота для всего усилителя. Величины $\psi_1(n)$, $\psi_2(n)$ и $\psi_3(n)$ приведены в табл. 6-2.

При смене ламп, изменении емкости монтажа во время ремонта или настройки усилителя могут изменяться $C_э$ отдельных его контуров. Это неизбежно приведет к изменению собственной частоты данных контуров и к сдвигу их резонансной кривой по отношению к резонансным кривым других каскадов. За счет такого сдвига изменится форма резонансной кривой всего усилителя, что вызовет некоторое изменение его коэффициента усиления. Зависимость изменения K_0 и ΔF многокаскадных усилителей от расстройки их отдельных каскадов была исследована А. А. Колосовым. На основании его работы можно получить следующие про-

стые формулы для расчета минимального значения $C_э$, при котором изменение результирующей полосы пропускания n-каскадного усилителя за счет изменения емкости контура на величину ΔC не будет превышать 20%:

$$C_э \geqslant \theta_1(n)\,\Delta C Q_э \tag{6-9}$$

для резонансного усилителя;

$$C_э \geqslant \theta_2(n)\,\Delta C Q_э \tag{6-10}$$

для усилителя с попарно-расстроенными контурами при оптимальной расстройке;

$$C_э \geqslant \theta_3(n)\,\Delta C Q_э \tag{6-11}$$

для усилителя с двумя связанными контурами при критической связи. Величины коэффициентов $\theta_1(n)$, $\theta_2(n)$ и $\theta_3(n)$ приведены в табл. 6-2.

Коэффициент устойчивого усиления для каскадов полосовых усилителей независимо от схемы можно с достаточной точностью рассчитывать по формуле (5-21). Погрешность при этом будет в сторону улучшения устойчивости.

Для однокаскадного усилителя с двумя связанными контурами при критической связи коэффициент усиления и полосу пропускания при средней частоте можно рассчитывать по формулам

$$K_0 = 0{,}5SR'_{0э}, \tag{6-12}$$

$$\Delta F = 1{,}41\frac{f_0}{Q_э}. \tag{6-13}$$

Если $R'_{0э}$ и $Q_э$ не равны для обоих контуров, то в формулы (6-12) и (6-13) следует подставлять их среднеквадратичные величины.

При неточной настройке контуров и различном шунтировании их элементами схемы усилителя (например, в схеме рис. 6-3 второй контур ничем не шунтируется), $Q_э$ контуров будут неодинаковы и резонансная кривая каскада станет несимметричной (рис. 6-5). Для того чтобы пики резонансной кри-

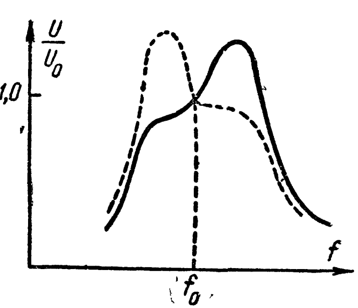


Рис. 6-5. Возможная форма резонансной кривой каскада полосового усилителя при контурах с различной добротностью.

вой были малы, $Q_э$ обоих контуров должны отличаться не более чем на 5—7%. Аналогичная несимметричность резонансной кривой может быть за счет внутри- и внекаскадных обратных связей.

Методику расчета полосовых усилителей рассмотрим на следующих примерах.

Пример 6-2. Рассчитать параметры усилителя промежуточной частоты с лампой типа 6К3 ($S = 2$ *ма/в*; $C_{a\text{-}c} = 0{,}003$ *пф*; $C_{вх} = 6$ *пф*; $C_{вых} = 7$ *пф*) по следующим данным. $f_{пр} = 465$ *кгц*, $\Delta F = 8$ *кгц*, $K_0 \geqslant 4\,000$, $K_{п10} \leqslant 2{,}5$, разбросы параметров лампы $\pm 20\%$.

Определяем по (5-21) предельную величину устойчивого усиления на один каскад, полагая минимально возможную S и максимально возможную емкость $C_{a\text{-}c}$ с учетом разброса параметров лампы

$$K_{0\,уст} = 5{,}3\sqrt{\frac{2\cdot 0{,}8}{0{,}465\cdot 0{,}003\cdot 1{,}2}} = 164.$$

Следовательно, для получения необходимого усиления потребуются два каскада. Согласно данным табл. 6-1 заданную величину $K_{п10}$ при двух каскадах может обеспечить только усилитель с двумя связанными контурами, схему которого и принимаем для рассчитываемого усилителя.

Так как усиление одного каскада усилителя $K_{01} = \sqrt[n]{K_{0n}} = \sqrt{4\,000} = 84 < K_{0уст}$, то усилитель с таким коэффициентом усиления построить возможно. Если бы оказалось, что $K_{01} > K_{0\,уст}$, то усилитель с выбранной схемой и числом каскадов не обеспечил бы требуемого усиления. В этом случае нужно было бы или увеличить число каскадов, или взять схему с бо́льшим усилением [с меньшей функцией $\varphi(n)$], например схему с расстроенными контурами. Из формулы (6-5) находим коэффициент усиления эквивалентного однокаскадного усилителя:

$$K_{0p1} = \sqrt[n]{K_{0n}\cdot\varphi_3(n)} = \sqrt{4\,000\cdot 3{,}2} = 113.$$

По полученной величине K_{0p1} из формулы (6-2) находим эквивалентную емкость контуров

$$C_э = \frac{2\cdot 10^{-3}}{6{,}28\cdot 8\cdot 10^3\cdot 113} = 354 \text{ пф}.$$

Определяем требующуюся эквивалентную добротность контуров по формуле (6-8):

$$Q_э = \frac{465}{8\cdot 0{,}88} = 66.$$

За счет разброса параметров междуэлектродных емкостей лампы емкость контуров может измениться максимум на $0{,}2C_{вых} = 0{,}2\cdot 7 = 1{,}4$ *пф*. Принимая эту величину за ΔC, из (6-11) находим минимально возможное с точки зрения стабильности полосы пропускания значение емкости контура $C_{э.\,мин} = 1{,}75\cdot 1{,}4\cdot 66 = 160$ *пф*. Поэтому

будем считать емкость контура $C_э = 354$ *пф*. По формуле (4-3) рассчитываем индуктивность контурной катушки

$$L = \frac{25\,300}{0{,}465^2 \cdot 354} = 332 \text{ мкгн}.$$

Для радиовещательных приемников избирательность оценивается величиной ослабления при расстройке 10 *кгц*. Оно может быть найдено на основании обобщенной расстройки $\xi = \frac{2 \cdot 10 \cdot 66}{465} = 2{,}84$ по кривой *3* рис. 4-7 и будет равно 18 или 25 *дб*.

Так как при критической связи параметр $\eta = 1$, то из (4-14) коэффициент связи между контурами равен

$$k = \frac{\eta}{Q_э} = \frac{1}{66} = 0{,}0157,$$

что конструктивно вполне осуществимо при любом типе катушек.

Найдем из (5-23) требующуюся добротность контуров, полагая, что для симметрии второй контур шунтирован сопротивлением, равным $R_i = 0{,}8$ *Мом*,

$$Q = \frac{1}{\frac{1}{66} - \frac{6{,}28 \cdot 4{,}65 \cdot 10^5 \cdot 332 \cdot 10^{-6}}{8 \cdot 10^5}} = 69,$$

что также конструктивно вполне осуществимо. Так как $Q_э \approx Q$, то практически второй контур шунтировать сопротивлением $R = 0{,}8$ *Мом* не имеет смысла. Таким образом, все параметры усилителя определены.

Пример 6-3 Рассчитать параметры усилителя промежуточной частоты канала изображения телевизионного приемника на лампе типа 6Ж4 ($S = 9$ *ма/в*, $C_{прох} = 0{,}015$ *пф*, $C_{вх} = 11$ *пф*, $C_{вых} = 5$ *пф*, $R_i = 1{,}0$ *Мом*) по следующим исходным данным: $f_{пр} = 32$ *Мгц*; $K_{п10} < 3{,}5$; $\Delta F = 4{,}5$ *Мгц*; $K_0 = 200$; разбросы параметров лампы $\pm 20\%$.

Определяем

$$K_{0\,уст} = 5{,}3 \sqrt{\frac{9 \cdot 0{,}8}{32 \cdot 0{,}015 \cdot 1{,}2}} = 19.$$

Требующиеся усиление и $K_п$ сможет обеспечить двухкаскадный усилитель с расстроенными контурами. В резонансном усилителе и усилителе со связанными контурами для получения необходимого усиления потребовалось бы применить три каскада, так как функция $\varphi(n)$ для них равна соответственно 2,5 и 3,2, а для усилителя с расстроенными контурами она равна 1,0. Поэтому выбираем схему усилителя с расстроенными контурами при двух каскадах.

Из (6-4) находим

$$K_{0p1} = \sqrt{200 \cdot 1} = 14{,}1.$$

Рассчитываем по (6-2)

$$C_э = \frac{9 \cdot 10^{-3}}{6{,}28 \cdot 4{,}5 \cdot 10^{-6} \cdot 14{,}1} = 22{,}5 \text{ пф}.$$

Для заданного типа лампы сумма емкостей $C_{вых}+C_{вх}=5+11=16$ *пф*. Следовательно, контур с требующейся эквивалентной емкостью построить возможно. Для этого емкости катушки, монтажа и подстроечного конденсатора должны составлять $C_э - C_{вх} - C_{вых} = 22{,}5 - 11 - 5 = 6{,}5$ *пф*, что осуществимо при правильном монтаже схемы усилителя.

Из формулы (6-7) находим требующуюся эквивалентную добротность контуров усилителя

$$Q_э = \frac{32}{4{,}5 \cdot 0{,}7} = 10{,}1.$$

По (6-10) определяем $C_{э.\,мин}$, обеспечивающую возможность смены ламп при допустимом изменении полосы пропускания и разбросе параметров лампы на $\pm 20\%$. В нашем случае в контур входят и $C_{вх}$ и $C_{вых}$. Поэтому $\Delta C = 0{,}2(C_{вх}+C_{вых}) = 0{,}2(11+5) = 3{,}2$ *пф* и $C_{э.\,мин} = 5 \cdot 3{,}2 \cdot 10{,}1 = 162$ *пф* с учетом данных табл. 6-2. Так как получилось $C_{э.\,мин} \gg C_э$, то при использовании ламп со столь большим разбросом междуэлектродных емкостей их смена будет вызывать чрезмерную расстройку контуров усилителя. При каждой смене таких ламп придется подстраивать контуры усилителя. Полагая $C_э=22{,}5$ *пф*, из (6-10) найдем допустимое изменение емкости контуров $\Delta C = \frac{C_э}{5Q_э} = \frac{22{,}5}{5 \cdot 10{,}1} = 0{,}45$ *пф*, что составляет 2,8% от суммы междуэлектродных емкостей лампы. Следовательно, если в усилитель ставить лампы с разбросом параметров не более $\pm 3\%$, то расстройка контуров будет изменять полосу пропускания усилителя не более чем на 20%.

Оптимальная (см. §6-3) расстройка контуров усилителя по отношению к средней частоте должна быть $0{,}5\Delta F_{каск}$. Но так как $\Delta F_{каск} = \frac{f_1}{Q_э}$, то частоты настройки контуров можно определить из формул

$$f_2 = f_0 + \frac{0{,}5 f_0}{Q_э} \quad \text{и} \quad f_1 = f_0 - \frac{0{,}5 f_0}{Q_э}. \tag{6-14}$$

В нашем случае

$$f_2 = 32 + \frac{0{,}5 \cdot 32}{10{,}1} = 33{,}6\ \textit{Мгц} \quad \text{и} \quad f_1 = 32 - \frac{0{,}5 \cdot 32}{10{,}1} = 30{,}4\ \textit{Мгц}.$$

Пользуясь формулой (4-3), рассчитываем индуктивности контурных катушек:

$$L_1 = \frac{25\,300}{f_1^2 C_э} = \frac{25\,300}{30{,}4^2 \cdot 22{,}5} = 1{,}22\ \textit{мкгн}$$

и

$$L_2 = \frac{25\,300}{f_2^2 C_э} = \frac{25\,300}{33{,}6^2 \cdot 22{,}5} = 0{,}99\ \textit{мкгн}.$$

Полагая, что добротность контурных катушек равна 50, из (5-20) находим шунтирующее контур сопротивление, при котором его $Q_э = 10,1$:

$$R_ш = \frac{\omega_0 LQ}{\frac{Q}{Q_э} - 1}. \qquad (6\text{-}15)$$

В нашем случае

$$R_{ш1} = \frac{6,28 \cdot 30,4 \cdot 10^6 \cdot 1,22 \cdot 10^{-6} \cdot 50}{\frac{50}{10,1} - 1} = 2,9 \text{ ком}$$

и

$$R_{ш2} = \frac{6,28 \cdot 33,6 \cdot 10^6 \cdot 0,99 \cdot 10^{-6} \cdot 50}{\frac{50}{10,1} - 1} = 2,6 \text{ ком}.$$

Согласно ГОСТ 2825-49 в качестве шунтирующих сопротивлений можно взять сопротивления типа МЛТ-0,5 первого класса точности с $R = 2,7$ *ком.*

На этом расчет усилителя можно считать оконченным, так как все интересующие нас данные найдены.

В некоторых случаях от усилителя промежуточной частоты радиовещательных приемников требуется сравнительно небольшое усиление, но очень малое значение $K_п$, т. е. требования по избирательности высоки. При этом число

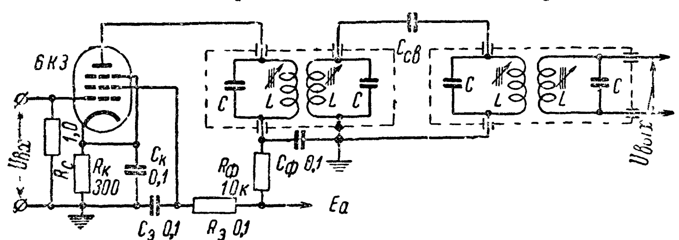


Рис. 6-6. Схема каскада полосового усилителя с четырьмя контурами.

каскадов с точки зрения получения заданного $K_п$ будет больше, чем с точки зрения обеспечения нужного K_0. Чтобы не применять в усилителе лишних каскадов и обеспечить требующуюся от него избирательность, в одном или нескольких его каскадах можно применять в качестве нагрузки систему из трех или лучше четырех связанных контуров. Трехконтурные фильтры применяются, например, в приемнике первого класса Рига-10. Схема каскада с четырехконтурным фильтром приведена на рис. 6-6.

Нагрузка здесь состоит из двух пар обычных индуктивно связанных контуров, из которых второй и третий контуры связаны внешнеемкостной связью через конденсатор $C_{св}$. Если выбрать емкость конденсатора связи из условия $C_{св} = kC$, то данный каскад по избирательности будет эквивалентен двум каскадам, а его усиление будет в 4 раза меньше, чем у каскада с двумя связанными контурами. Поэтому при расчете усилителей, имеющих подобные каскады, их K_n нужно определять по табл. 6-1, полагая $n = m$, функцию $\varphi_3(n)$ следует умножать на множитель 4^{m-n}, а функции $\psi_3(n)$ и $\theta_3(n)$ следует определять при $n = m$. Здесь m — число пар связанных контуров при $\eta=1$, имеющихся в усилителе. Поясним сказанное на примере.

Пример 6-4. Рассчитать усилитель промежуточной частоты по параметрам примера 6-2, но для случая $K_{n10} < 1{,}85$. Согласно данным табл. 6-1 для обеспечения заданного K_n требуется четыре каскада с двумя связанными контурами, а нужное K_0 могут обеспечить два каскада. Поэтому будем рассчитывать усилитель с двумя каскадами, каждый из которых построен по схеме рис. 6-6. Так как f_0 и тип лампы сохраняются, то величина $K_{0\,уст} = 164$. С учетом сказанного формула (6-5) перепишется так:

$$K_{0p1} = \sqrt[n]{K_{0n}\varphi_3(n)\cdot 4^{m-n}} = \sqrt{4\,000\cdot 3{,}2\cdot 4^{4-2}} = 452.$$

Из (6-2) находим:

$$C_э = \frac{2\cdot 10^{-3}}{6{,}28\cdot 8\cdot 10^3\cdot 452} = 89\ пф,$$

а из (6-8)

$$Q_э = \frac{465}{8\cdot 1{,}09} = 53{,}5.$$

Используя формулу (6-11) и данные табл. 6-2, находим допустимое изменение емкости контура $\Delta C = \frac{C_э}{1{,}9Q_э} = \frac{89}{1{,}9\cdot 53{,}5} = 0{,}875\ пф$. Это составляет 12,5% от наибольшей междуэлектродной емкости лампы, что и следует учитывать при выборе ламп для усилителя как предельную величину разброса их параметров.

Из формулы (4-3) находим:

$$L = \frac{25\,300}{0{,}465^2\cdot 89} = 1\,330\ мкгн$$

и из (4-14)

$$k = \frac{1}{53{,}5} = 0{,}0187,$$

поэтому $C_{св} = kC_э = 0{,}0187 \cdot 89 = 1{,}7$ *пф*. Добротность катушки контура рассчитываем, пользуясь формулой (5-23):

$$Q = \frac{1}{\frac{1}{53{,}5} - \frac{6{,}28 \cdot 4{,}65 \cdot 10^5 \cdot 1\,330 \cdot 10^{-6}}{8 \cdot 10^5}} = 72,$$

что конструктивно вполне осуществимо. В данном случае $Q_э \neq Q$ и второй, третий и четвертый контуры для лучшей симметричности резонансной кривой следует шунтировать сопротивлением по 0,8 *Мом* (равным R_i). Ослабление при расстройке на 10 *кгц* найдем по кривой *3* рис. 4-9. В нашем случае $\xi = \frac{2 \cdot 10 \cdot 53{,}5}{465} = 2{,}3$, а $d = 65$ (36,3 *дб*), что в 3,6 раза больше, чем для усилителя, рассчитанного в примере 6-2.

Если для расчета усилителя задается полоса пропускания и ослабление при заданной расстройке, а не полоса пропускания и коэффициент прямоугольности, то расчет можно производить по рассмотренной выше методике. Способ пересчета этих параметров подробно рассматривается в § 9-5.

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ ДЛЯ ПОВТОРЕНИЯ

1. Назначение усилителя промежуточной частоты в приемнике?
2. Какими параметрами усилителя определяется коэффициент прямоугольности его резонансной кривой?
3. Каковы основные схемы полосовых усилителей? Дайте их сравнительную оценку
4. В чем заключается основа методики расчета полосовых усилителей по М. Л. Волину?
5. Из каких условий следует выбирать параметры контура резонансного и полосового усилителей?

ЗАДАЧИ

1. Каковы были бы эквивалентная емкость и индуктивность контура, если бы в расчете примера 6-2 была применена лампа типа 6Ж3П?

Ответ: $C_э = 885$ *пф*; $L = 133$ *мкгн*.

2. Определить эквивалентную емкость контура и допустимый разброс параметров лампы, если в примере 6-3 заменить лампу 6Ж4 на лампу типа 6Ж3П.

Ответ: $C_э = 12{,}5$ *пф*, 3%.

ГЛАВА СЕДЬМАЯ

КАТУШКИ ИНДУКТИВНОСТИ РАДИОПРИЕМНИКОВ

7-1. НАЗНАЧЕНИЕ И ОБЩИЕ ТРЕБОВАНИЯ

В радиоприемниках катушки индуктивности применяются в качестве основных элементов контуров, элементов связи и элементов, образующих развязывающие фильтры.

Поэтому в зависимости от своего назначения они называются: контурными катушками, катушками связи и дросселями.

Контурные катушки бывают с постоянной и переменной индуктивностью и к ним предъявляются наиболее жесткие требования, так как изменение их параметров очень сильно влияет на работу всего приемника. Катушки связи и дроссели имеют постоянную индуктивность и к ним предъявляются менее жесткие требования, чем к контурным катушкам.

Катушки индуктивности по типу намотки бывают однослойными и многослойными с различным законом выполнения витков. Конструктивно намотка катушек выполняется или на специальных каркасах, или без каркасов. Бескаркасные катушки изготовляются из толстого голого провода и применяются обычно лишь в качестве контурных катушек метрового диапазона. С целью уменьшения размеров катушек в них применяют специальные сердечники из магнитных материалов.

Свойства катушек индуктивности могут характеризоваться следующими основными параметрами: а) величиной индуктивности и пределами ее допустимых отклонений; б) добротностью; в) собственной емкостью; г) стабильностью и рядом других (размеры, вес, механическая прочность, стоимость и т. п.).

Величины индуктивностей катушек современных приемников не стандартизованы.

Индуктивности контурных катушек метрового диапазона колеблются в пределах от 0,05 до 1,0 *мкгн*, коротковолнового — от 1,0 до 5 *мкгн*, средневолнового — от 150 до 250 *мкгн* и длинноволнового — от 1,0 до 3 *мгн*.

Отклонение индуктивности контурных катушек от расчетных величин определяется допустимой расстройкой контуров. Численно относительная погрешность индуктивности контурной катушки $\Delta L = \frac{L - L_{расч}}{L_{расч}}$ не должна превышать удвоенной допустимой относительной расстройки контура $\left(\Delta f_0 = \frac{f_0 - f_{0расч}}{f_{0расч}}\right)$. Так как допустимая расстройка обычно не превышает половины полосы пропускания контура, численно относительная расстройка не должна превышать половины затухания контура, что и определяет требуемую точность подгонки индуктивности контурной катушки перед установкой ее в схему. Величины индуктивности катушек

связи и дросселей могут отличаться от расчетных данных на 10—15% без существенного ущерба для качества работы приемника.

Добротность катушки оценивается отношением ее реактивного сопротивления к полному активному сопротивлению $Q=\frac{\omega L}{r}$.

Полное активное сопротивление зависит от сопротивления катушки постоянному току, от потерь на поверхностный эффект в обмотке (скин-эффект), каркасе, экране, сердечнике и изоляции провода. При использовании катушек в диапазоне частот $\frac{f_{макс}}{f_{мин}}<3$ их полное активное сопротивление почти линейно зависит от частоты. Поэтому в таких диапазонах частот добротность катушек можно считать постоянной. С целью повышения добротности катушки необходимо правильно выбирать материал ее каркаса, материал изоляции провода, диаметр провода и тип намотки.

Хорошие катушки современных приемников имеют добротность не более 100—150 при однослойной намотке и не более 150—200 для многослойных средневолновых катушек с магнитными сердечниками, намотанных литцендратом. Добротность катушек связи и дросселей обычно не превышает 30—50. Она мало влияет на качество работы приемника. Рассчитать добротность катушек с точностью выше 50% затруднительно, поэтому ее обычно определяют опытным путем. При расчетах приемников можно пользоваться типовыми величинами добротности различных катушек, приведенными выше.

Собственная емкость катушки складывается из емкостей, образующихся между ее отдельными витками (отдельные витки катушки служат как бы обкладками конденсаторов, а изоляция между проводами витков — их диэлектриком). Увеличение собственной емкости снижает добротность и стабильность катушки, поэтому всегда следует стремиться к ее уменьшению. Для этого необходимо в качестве изоляции между витками по возможности использовать воздух (наматывать катушки голым проводом на ребристых каркасах), а расстояние между витками брать побольше или разбивать катушку на ряд секций. Собственная емкость однослойных цилиндрических катушек не превышает 3—5 *пф*. Многослойные катушки имеют емкость 8—30 *пф*. Точный расчет собственной емкости ка-

тушек сложен, поэтому для ее учета в реальных схемах можно пользоваться приведенными цифровыми данными.

Стабильность параметров катушки определяется влиянием температуры и влажности на ее элементы. При изменении температуры меняются размеры каркаса катушки и ее намотки, а это приводит к изменению ее индуктивности. В зависимости от влажности каркаса катушки и изоляции провода меняется диэлектрическая постоянная их материалов, что приводит к изменению собственной емкости катушки и ее добротности. С целью исключения влияния влажности на параметры катушек их заключают в герметические кожухи-экраны.

Изменение индуктивности катушки под влиянием температуры характеризуется температурным коэффициентом индуктивности (ТКИ). Он определяет относительное изменение индуктивности катушки, приходящееся на один градус изменения температуры $\alpha_L = \frac{\Delta L}{L \Delta T}$.

Особенно важно добиться малого значения ТКИ для катушек гетеродинного контура, так как небольшое изменение частоты гетеродина может сильно ухудшить работу приемника. Значения величин ТКИ для катушек, намотанных различными способами, приведены в табл. 7-1.

Таблица 7-1

Тип намотки и материал каркаса	α_L	Возможные области применения катушек
Однослойная осажденная намотка на керамическом каркасе	$(10 \div 20) \cdot 10^{-6}$	Гетеродины очень высокой стабильности в КВ приемниках
Однослойная „горячая" намотка на керамическом каркасе	$(30 \div 50) \cdot 10^{-6}$	Гетеродины высокой стабильности в КВ приемниках
Сплошная однослойная намотка на керамическом каркасе	$(50 \div 100) \cdot 10^{-6}$	Гетеродины повышенной стабильности в приемниках средних и коротких волн
Сплошная однослойная намотка на каркасе из гетинакса или из бакелизованной трубки	$(100 \div 200) \cdot 10^{-6}$	Гетеродины низкой стабильности и контуры высокой частоты приемников средних и коротких волн
Многослойная универсальная намотка	$(150 \div 300) \cdot 10^{-6}$	То же, для средних и длинных волн

Экранирование катушек уменьшает их индуктивность, повышает собственную емкость и ухудшает добротность. Чем ближе экран к виткам катушки, тем сильнее его влияние. Поэтому следует брать диаметр экрана катушки $D_э$ и его длину $l_э$ соответственно в 1,7—2 раза бо́льшими D и l катушки. В этом случае индуктивность катушки будет составлять соответственно 0,8—0,87 от ее индуктивности без экрана. Для изготовления экранов необходимо брать материалы с малым удельным сопротивлением. Лучшими являются медные и алюминиевые экраны. Но первые дороже и применяются редко. Толщина стенок экрана должна быть не меньше 0,2—0,3 *мм*. Для квадратных экранов размер стороны квадрата должен быть равен диаметру круглого экрана.

7-2. ОДНОСЛОЙНЫЕ КАТУШКИ

В современных приемниках однослойные катушки применяются чаще всего в контурах коротковолнового и метрового диапазонов, а иногда и в контурах средневолнового диапазона. Наматываются они на цилиндрических или ребристых каркасах (рис. 7-1) или без каркасов. Бескаркасные катушки обладают очень большим ТКИ и могут употребляться лишь в контурах со сравнительно малой добротностью, не превышающей 20—30. Практически их применяют в контурах входных цепей и усилителей высокой частоты приемников метрового диапазона, обладающих широкой полосой пропускания (телевизионных и радиолокационных). Витки однослойных катушек с каркасами могут наматываться вплотную друг к другу (сплошная намотка, рис. 7-2,*а*) или с принудительным шагом (намотка с шагом, рис. 7-2,*б*). Последние обладают большей добротностью, меньшей собственной емкостью и меньшим ТКИ, так как для них можно использовать голый провод. Но при одинаковых размерах (одинаковой длине намотки l) катушка со сплошной намоткой будет иметь большее число витков и, следовательно, бо́льшую индуктивность. Чтобы витки катушки, намотанной

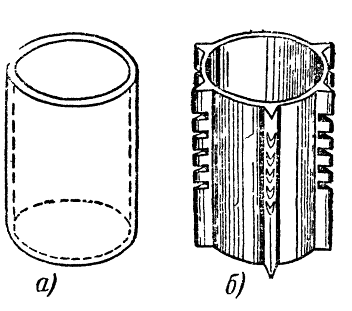


Рис. 7-1. Эскизы каркасов для намотки однослойных катушек.
а—гладкого цилиндрического, *б*—ребристого

с шагом, не перемещались, вызывая изменение ее индуктивности, на каркасе делается неглубокая винтовая канавка для провода.

Катушку с принудительным шагом на гладком каркасе можно намотать, используя вспомогательную нитку или провод Диаметр d' нитки или вспомогательного провода должен быть таким, чтобы его сумма с наружным диаметром провода d_0 была равна требующемуся шагу намотки τ (рис. 7-2,*б*). Провод и нитку следует наматывать одновре-

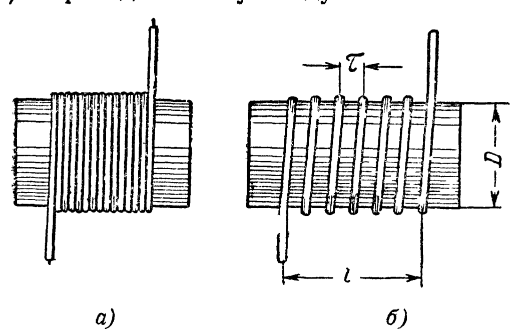


Рис 7-2 Однослойные катушки

а—со сплошной намоткой *б*—с намоткой принудительным шагом

менно, плотно укладывая их друг к другу. При этом провод необходимо натягивать После закрепления концов катушки вспомогательную нитку нужно осторожно снять, чтобы она не повышала собственной емкости и потерь катушки. Если добротность наматываемой катушки не должна превышать 20—30, то вспомогательную нитку можно не снимать.

С целью снижения ТКИ и увеличения добротности каркасы катушек делают из радиофарфора и специальных пластмасс, обладающих малым температурным коэффициентом и незначительными диэлектрическими потерями. Для снижения ТКИ в последнее время применяют «горячую» намотку. Для этого наматывают катушку проводом, нагретым до температуры 70—80° С. После намотки провод остывает, его длина уменьшается и он очень плотно и с натяжением прилегает к каркасу, почему при дальнейших небольших изменениях температуры практически не меняет своей длины. При «горячей» намотке следует очень прочно закреплять концы катушки, чтобы добиться хорошего натяжения обмотки на каркасе.

С целью повышения добротности катушки из голого провода желательно применять посеребренный провод. Но ни

в коем случае не следует наматывать такие катушки медным луженым проводом, так как такая катушка в диапазоне коротких и метровых волн будет иметь худшую добротность, чем катушка из голого медного провода. Объясняется это тем, что высокочастотные токи из-за поверхностного эффекта протекают в основном по наружным слоям провода катушки, а удельное сопротивление олова почти в 7 раз больше, чем у меди.

Малый ТКИ имеют катушки, «намотка» которых выполняется в виде тонкого слоя серебра, вожженного (или осажденного) по спирали в поверхность цилиндрического фарфорового каркаса Такие катушки получили в последнее время большое распространение в приемниках метрового диапазона

Индуктивность однослойных катушек можно рассчитывать по формуле

$$L = L_0 D N^2 \cdot 10^{-3}, \qquad (7\text{-}1)$$

где L — индуктивность катушки, *мкгн*; L_0 — коэффициент, зависящий от отношения длины катушки l к ее диаметру D; D — диаметр катушки, *см*; N — число витков. Величину коэффициента L_0 следует определять из графика рис. 7-3.

Формулу (7-1) можно преобразовать для расчета числа витков катушки по заданным размерам и индуктивности

$$N = 31{,}6 \sqrt{\frac{L}{L_0 D}} \qquad (7\text{-}2)$$

Здесь размерности величин те же, что и в формуле (7-1).

Для однослойных катушек существует оптимальное отношение $\frac{l}{D}$, при котором их добротность получается наибольшей Для неэкранированных катушек диаметром 2—3 *см* оно колеблется в пределах от 0,7 до 1,0, а для экранированных — от 0,8 до 1,2. Если необходимо получить наивысшую добротность катушки, следует правильно выбрать диаметр провода. Для коротких волн наивыгоднейший диаметр провода следует брать из условия

$$d_{опт} = 0{,}7\tau, \qquad (7\text{-}3)$$

где τ — шаг намотки.

В диапазоне средних и длинных волн для однослойных катушек наивыгоднейший диаметр провода можно выбирать,

пользуясь следующей методикой. Задаются диаметром катушки D и отношением $\frac{l}{D}$. По требующейся величине индуктивности и выбранным размерам катушки из графика рис. 7-4 находят вспомогательный коэффициент s. Пользуясь формулой

$$p_0^2 = \frac{Ls^2}{D^3}, \qquad (7\text{-}4)$$

вычисляют второй вспомогательный коэффициент. Здесь L следует подставлять в *мкгн*, а D — в *см*. После этого на-

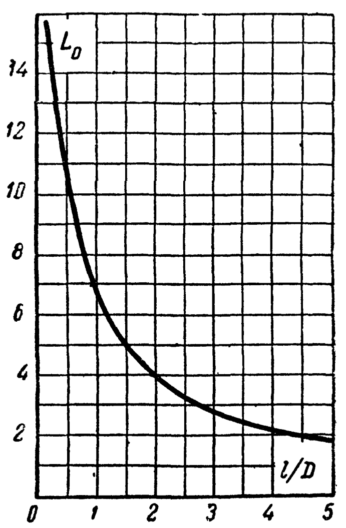


Рис 7-3. График для расчета индуктивности однослойных катушек.

Рис. 7-4. График для определения оптимального диаметра провода однослойной катушки.

ходят отношение $\frac{f_{cp}}{p_0^2}$, где f_{cp} — средняя частота рабочего диапазона рассчитываемой катушки, *гц*. По отношению $\frac{f_{cp}}{p_0^2}$ из графика рис. 7-5 находят произведение $p_0 d$. Разделив это произведение на ранее вычисленный коэффициент p_0, получают оптимальный диаметр провода

$$d_{onm} = \frac{p_0 d}{p_0}. \qquad (7\text{-}5)$$

Если величина $\frac{f_{cp}}{p_0^2} < 10^4$, то оптимальный диаметр провода рассчитывается по формуле

$$d_{onm} = \frac{19,7}{\sqrt{f_{cp} p_0}}, \qquad (7\text{-}6)$$

а при $\frac{f_{cp}}{p_0^2} > 10^8$ — по формуле

$$d_{onm} = \frac{0,165}{p_0}. \qquad (7\text{-}7)$$

Рассчитав по формуле (7-5) величину d_{onm}, берут ближайший стандартный диаметр провода и по нему проверяют, можно ли получить требующуюся индуктивность катушки при данном диаметре провода и выбранных ранее размерах катушки. Для этого из отношения

$$N_{макс} = \frac{l}{1,3\ d_{из}} \qquad (7\text{-}8)$$

определяют максимальное число витков, которое может

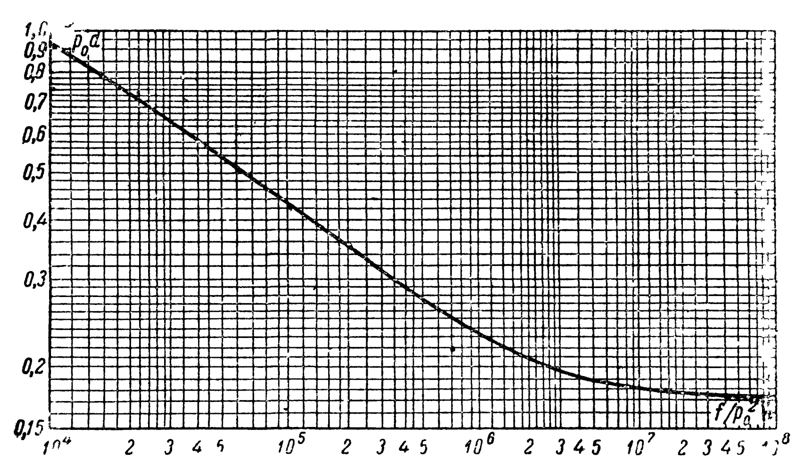


Рис. 7-5. График для расчета оптимального диаметра провода однослойной катушки

быть намотано на данную катушку. Здесь $d_{из}$ — диаметр провода в изоляции.

Подставив $N_{макс}$ в (7-1), находят $L_{макс}$. Если $L_{макс}$ больше требующейся индуктивности, то катушку с выбран-

ными размерами выполнить возможно. Стандартные диаметры проводов можно взять по таблицам из „Справочника по радиотехнике“ Г. Г. Гинкина.

Если же $L_{макс}$ получается меньше требующейся индуктивности катушки, то следует задаться во столько раз бо̀льшим диаметром катушки, во сколько раз L больше $L_{макс}$, и проделать весь расчет в том же порядке. В формуле (7-8) коэффициент 1,3 учитывает неплотность намотки витков друг к другу.

Пример 7-1. Рассчитать однослойную катушку с индуктивностью 200 *мкгн* для работы в диапазоне частот от 520 до 1 500 *кгц*, обладающую наивысшей добротностью. Задаемся диаметром и длиной катушки по 3 *см*. По графику рис. 7-4 для отношения $\frac{l}{D}=1$ находим величину коэффициента $s=0{,}31$. Рассчитываем по (7-4) значение вспомогательного коэффициента $p_0^2=\frac{200\cdot 0{,}31^2}{3^3}=0{,}71$, откуда $p_0=\sqrt{0{,}71}=0{,}85$. Находим отношение

$$\frac{f_{cp}}{p_0^2}=\frac{f_{макс}+f_{мин}}{2p_0^2}=\frac{1\,500\,000+520\,000}{2\cdot 0{,}71}=1{,}42\cdot 10^6$$

и по его величине из графика рис. 7-5 определяем произведение $p_0d=0{,}22$. Следовательно, оптимальный диаметр провода катушки будет

$$d_{опт}=\frac{p_0d}{p_0}=\frac{0{,}22}{0{,}85}=0{,}258 \text{ мм}.$$

Выбираем по таблице ближайший стандартный диаметр провода ПЭ 0,25 *мм*, его диаметр в изоляции $d_{из}=0{,}27$ *мм*. Рассчитываем по (7-8) максимальное число витков в катушке (намотка вплотную) $N_{макс}=\frac{30}{1{,}3\cdot 0{,}27}=86$ витков.

Для выбранного нами отношения $\frac{l}{D}=1$ из графика рис. 7-3 находим коэффициент $L_0=6{,}75$. При сплошной намотке согласно (7-1) индуктивность катушки $L_{макс}=6{,}75\cdot 3\cdot 97^2\cdot 10^{-3}=150$ *мкгн* Наибольшая индуктивность катушки при выбранных нами размерах оказывается меньше требующейся на 25%. Для получения требующейся индуктивности согласно (7-1) число витков нужно увеличить на 12%, т. е. потребуется не 86, а 99 витков. В этом случае длина намотки увеличится лишь на 3,5 *мм*, а отношение $\frac{l}{D}$ будет равно 1,1. При этом коэффициент L_0 уменьшится с 6,75 до 6,4, т. е. всего на 5%. Поэтому пересчета катушки производить не будем, полагая $N=99$. Ее индуктивность будет подогнана до требующейся величины при изготовлении.

7-3. МНОГОСЛОЙНЫЕ КАТУШКИ

Многослойные катушки современных приемников обычно наматываются двумя способами: универсальной намоткой, при которой катушка может быть выполнена без каркаса, и простой намоткой рядами или внавал на специальных каркасах в виде шпулек.

Простейший тип универсальной намотки с двумя перегибами проволоки на один виток показан на рис. 7-6.

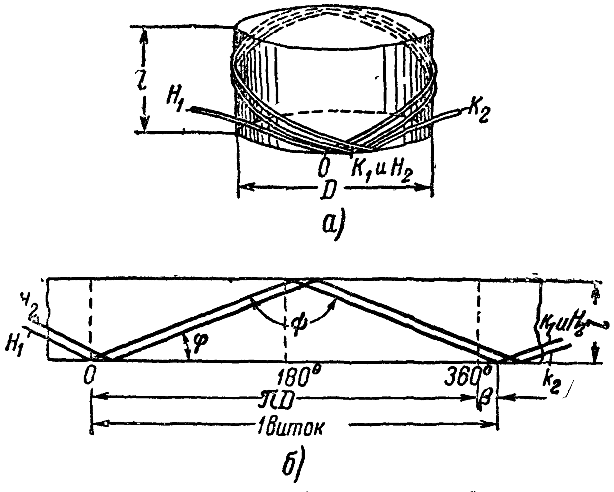


Рис. 7-6. Схема простой универсальной намотки.

Из рис. 7-6,*а* видно, что каждый перегиб провода одного витка прижимает перегибы предыдущих витков. Поэтому катушка, намотанная универсальной намоткой, обладает большой жесткостью и может быть намотана без каркаса. Чтобы концы катушки не разматывались и катушка была более прочной, ее пропитывают эмалитом или другими склеивающими веществами, обладающими малыми диэлектрическими потерями (например, полистироловым лаком).

Для выполнения универсальной намотки существуют намоточные станки. Простейшие конструкции таких станков разработаны радиолюбителями и описаны в журналах «Радио» (например, в № 2 за 1954 г.). Но универсальную намотку можно выполнять и вручную. Для этого берут деревянную круглую болванку, диаметр которой равен внутреннему диаметру катушки. На болванку надевают колечко,

склеенное из бумаги, ширина которого равна длине катушки. После этого, туго обернув провод несколько раз вокруг болванки около одного из краев бумажного колечка, начинают укладывать провод пальцами, плотно прижимая его к болванке в соответствии с рис. 7-6 Намотав нужное число витков, верхние слои катушки промазывают эмалитом, чтобы они не разматывались. После высыхания эмалита катушку снимают с болванки и промазывают эмалитом ее внутреннюю часть. Таким образом, первые и последние витки катушки будут хорошо закреплены и катушка не размотается.

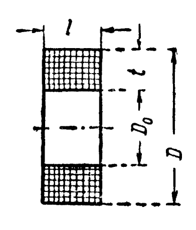


Рис. 7-7. Эскиз многослойной катушки.

Число перегибов провода на виток может быть и больше: два, три, четыре и т. д. Чем больше перегибов, тем меньше плотность намотки и собственная емкость катушки Хорошая намотка получится, если число перегибов определить из неравенства

$$P \leqslant 1{,}3\,\frac{D_0}{l}. \qquad (7\text{-}9)$$

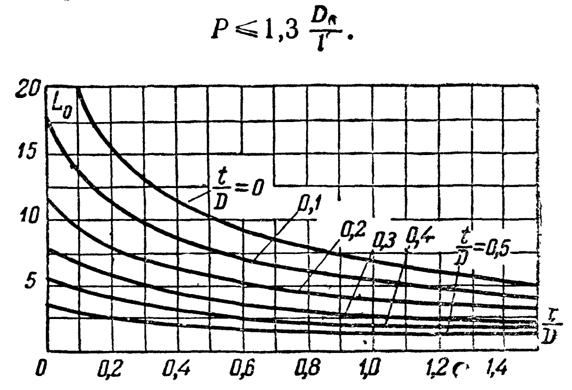


Рис. 7-8. Графики для расчета индуктивности многослойных катушек.

Намотка катушек на шпульных каркасах не требует пояснений. Следует только помнить, что при намотке рядами (так, как намотаны обычные швейные нитки на шпульках) плотность ее, а следовательно и собственная емкость катушки, получается большой, большей даже, чем при бессистемной намотке (внавал).

Многослойная катушка характеризуется четырьмя размерами: внутренним диаметром D_0, наружным диаметром D, шириной l и глубиной намотки t (рис. 7-7). Индук-

тивность такой катушки зависит от всех этих величин, и поэтому расчет ее более сложен, чем однослойной, так как трудно сразу выбрать все нужные размеры. Обычно расчет ведется методом последовательных приближений (см. пример 7-3).

Индуктивность многослойной катушки можно определить по формуле (7-1). Величина коэффициента L_0 при этом

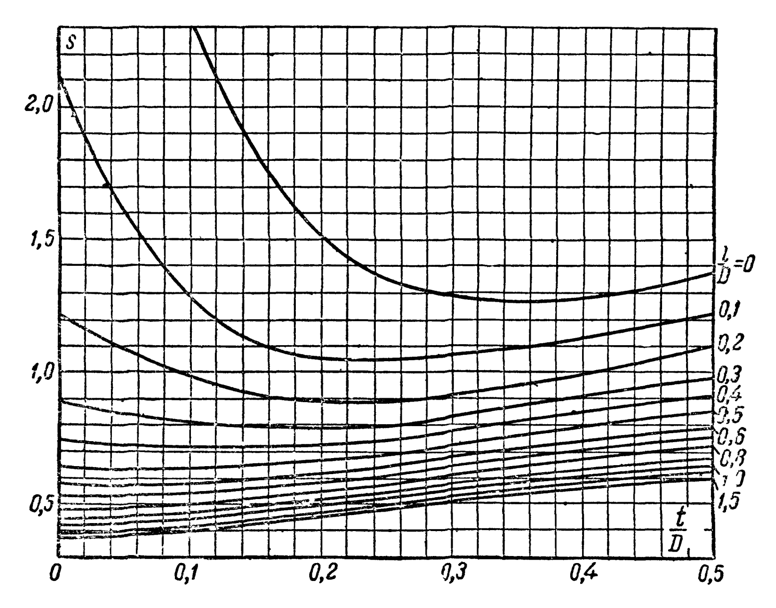


Рис. 7-9 Графики для расчета оптимального диаметра провода многослойных катушек.

находится по графикам рис. 7-8 в зависимости от отношений $\frac{l}{D}$ и $\frac{t}{D}$. Наивыгоднейший диаметр провода для многослойных катушек можно выбрать по той же методике, что и для однослойных, только вспомогательный коэффициент S следует определять по графикам рис. 7-9. Следует отметить, что точность определения числа витков катушек расчетным путем не превышает 3—7% для однослойных катушек и 7—10% для многослойных. Этими цифрами и следует руководствоваться при выполнении пересчетов катушек, подгоняя индуктивность до требуемой величины экспериментально при намотке.

5-4. КАТУШКИ С МАГНИТНЫМИ СЕРДЕЧНИКАМИ

Катушки с магнитными сердечниками обладают меньшими размерами, чем без сердечников. При правильном выборе материала сердечника потери катушки за его счет возрастают незначительно, а индуктивность увеличивается в 2—4 раза. Поэтому добротность катушки значительно повышается. Катушки с магнитными сердечниками легко сделать с переменной индуктивностью. Индуктивность изменяют, перемещая сердечник внутри катушки. Размеры такой катушки во много раз меньше, чем размеры обычного воздушного вариометра с тем же диапазоном изменения индуктивности.

В современных приемниках контурные катушки с магнитными сердечниками применяются весьма широко. Магнитные сердечники изготовляются из магнитодиэлектриков и ферритов. Магнитодиэлектриками принято называть такие вещества, которые представляют собой смесь маленьких частичек магнитных материалов (железо, никель) с диэлектриком (бакелитовый и стирольный лак). Диэлектрик служит магнитным и электрическим изолятором между частицами магнитного материала. Поэтому вихревые токи в таком материале не могут протекать от одной его частицы к другой и потери в сердечнике оказываются малыми даже при очень высоких частотах. Ферриты получают обжигом специальных прессованных смесей из окислов металлов. По своим свойствам они относятся к полупроводникам.

Магнитные материалы характеризуются магнитной проницаемостью, диапазоном рабочих частот, потерями и стабильностью. Магнитной проницаемостью μ принято называть коэффициент, показывающий, во сколько раз увеличивается индуктивность тороидальной катушки при введении в нее тороидального сердечника из данного магнитного материала.

Диапазоном рабочих частот магнитного материала считают те частоты, в пределах которых он хорошо сохраняет свои основные параметры. Этот диапазон определяется размерами частиц магнитного материала, свойствами магнитного материала и применяющегося диэлектрика. Чем мельче частицы, тем выше рабочие частоты. Верхняя рабочая частота магнитного материала характеризуется началом резкого роста потерь в нем и уменьшением магнитной проницаемости. В настоящее время имеются магнитные материалы с максимальной рабочей частотой до 250 *Мгц*.

Потери магнитного материала принято характеризовать увеличением полного сопротивления катушки при введении в нее сердечника. Величина потерь зависит не только от материала сердечника, но и от его формы и степени магнитной связи с катушкой. Как правило, потери катушки за счет сердечника растут с увеличением частоты.

Стабильность магнитного материала определяется по изменению его свойств при изменении температуры и влажности. При изменении температуры меняется главным образом проницаемость. Это изменение принято характеризовать температурным коэффициентом магнитной проницаемости α_μ, т. е. относительным изменением μ на 1° С. Увеличение влажности повышает потери в сердечнике. Для ослабления влияния влажности сердечники покрывают специальными влагостойкими лаками.

Вследствие небольшого изменения структуры сердечника с течением времени меняется его μ. Это явление принято называть старением; у некоторых материалов μ в течение года может измениться на 5—10%.

Для изготовления сердечников катушек применяются: магнетит, альсифер, карбонильное железо и ферриты.

Магнетит представляет собой мелко размолотую железную руду того же названия, спрессованную с бакелитовым лаком. Магнетит является наиболее дешевым магнитодиэлектриком, но он обладает плохой стабильностью и малым μ.

Альсифер представляет собой мелкий порошок сплава алюминия, кремния и железа, спрессованный с бакелитом или стиролом. Альсифер обладает отрицательным температурным коэффициентом, что позволяет применять его для осуществления температурной компенсации контуров.

Сердечники из карбонильного железа изготовляются прессовкой порошкообразного карбонильного железа с бакелитом, стиролом или аминопластом. Они обладают высокой стабильностью, малыми потерями, наибольшей рабочей частотой и практически не стареют.

Ферриты получаются обжигом специальных прессованных смесей и окислов металлов. Они обладают большой магнитной проницаемостью, малыми потерями и очень высокой стабильностью. Отдельные образцы ферритов могут применяться на частотах до 250 *Мгц*.

Основные свойства высокочастотных магнитных мате-

Магнитодиэлектрик	α_μ на 1° С	$\frac{\Delta\mu}{\mu}$ за 1 год, %	$f_{макс}$, Мгц	μ
Магнетит	$130 \cdot 10^{-5}$	$-3 \div -10$	До 2,0	6—9
Альсифер РЧ-6 .	$-4 \cdot 10^{-5}$	—	До 30	5—6
Альсифер РЧ-9 .	$-10 \cdot 10^{-5}$	0,5	До 2,5	9—10
Альсифер ФИ-25 .	—	—	До 1,0	20—24
Карбонильное железо	$10 \cdot 10^{-5}$	0	До 50	9—10
Феррит НЦ-100 .	0	0	До 1,5	100
Феррит НЦ-40 . .	0	0	До 1,5	40

риалов приведены в табл. 7-2, а форма изготовляемых из них сердечников для катушек — на рис. 7-10.

Магнитные сердечники характеризуются двумя основными показателями: действующей магнитной проницаемостью и степенью увеличения добротности катушек. Действующей магнитной проницаемостью μ_c называется отношение индуктивности L_c катушки с данным сердечником к ее индуктивности L без сердечника. Чем полнее концентрируется магнитный поток катушки в сердечнике, тем больше μ_c. Таким образом,

$$L_c = \mu_c L. \tag{7-10}$$

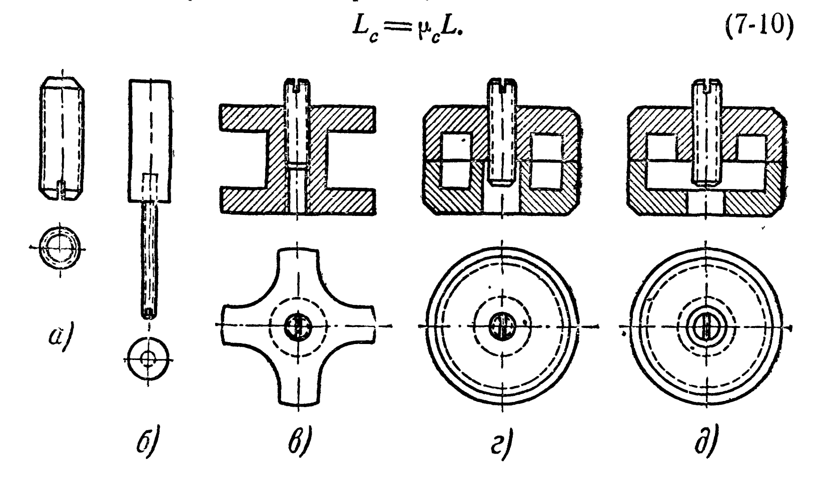


Рис. 7-10. Эскизы магнитных сердечников для катушек.

а — цилиндрический с резьбой (тип СЦР); *б* — цилиндрический со шпилькой (тип СЦШ); *в* — катушечный; *г* — броневой с замкнутой магнитной цепью; *д* — броневой с разомкнутой магнитной цепью.

Добротность катушки без сердечника

$$Q=\frac{\omega L}{r}, \qquad (7\text{-}11)$$

а катушки с сердечником

$$Q_c=\frac{\omega L_c}{r+\Delta r}=\frac{Q\mu_c}{1+\frac{\Delta r}{r}}, \qquad (7\text{-}12)$$

где Δr — увеличение сопротивления катушки за счет сердечника.

Из данных опыта известно, что добротность катушек одинаковой конструкции сравнительно мало зависит от величины их индуктивности. Поэтому, если сравнивать добротность катушки без сердечника с добротностью катушки с сердечником при одинаковых величинах индуктивности и однотипных намотках, то согласно формулам (7-11) и (7-12) добротность катушки с сердечником будет в B раз больше. Коэффициент выигрыша B определится формулой

$$B=\frac{\mu_c}{1+\frac{\Delta r}{r}}. \qquad (7\text{-}13)$$

Если $\Delta r \ll r$, то $B \approx \mu_c$. Для катушек коротковолнового и средневолнового диапазонов, где Δr имеет большую величину, можно считать, что $B \approx \sqrt{\mu_c}$, а для длинноволновых катушек $B \approx \mu_c$.

Каждая конструктивная форма сердечника характеризуется двумя параметрами: $\frac{\mu_c}{\mu}$ и $\frac{Q_c}{Q}$. Величины этих параметров для сердечников различных конструкций приведены в табл. 7-3.

Таблица 7-3

Конструкция сердечника	$\frac{\mu_c}{\mu}$	$\frac{Q_c}{Q}$
Цилиндрический с отношением $D/D_c=$ $=1{,}2\div1{,}3$	0,25—0,35	1,25—1,5
Катушечный	0,3—0,4	2—2,5
Броневой	0,4—0,5	2,5—2,65

Цифры табл. 7-3 справедливы лишь для использования сердечников на частотах ниже предельных частот для их магнитного материала.

Достоинством цилиндрических сердечников является простота конструкции и возможность регулировки индуктивности в широких пределах. С помощью таких сердечников можно изменять собственную частоту контура в 1,5—4 раза, поэтому их часто применяют для настройки длинноволновых и средневолновых контуров.

Катушечные и броневые сердечники более сильно концентрируют магнитное поле катушки и позволяют получать большое отношение $\frac{\mu_c}{\mu}$. Но при перемещении цилиндрических сердечников внутри катушечного и броневого сердечников индуктивность катушки может меняться лишь на 10—30%. Поэтому они могут использоваться для подстройки контуров и практически применяются в контурах усилителей промежуточной частоты и контурах, настраиваемых емкостью.

В табл. 7-4 приведены размеры некоторых броневых сердечников, выпускающихся нашей промышленностью.

Таблица 7 4

Тип сердечника	Диаметр (наружный), *мм*	Высота, *мм*	Длина подстроечника, *мм*	Диаметр подстроечника	Действующая проницаемость (при 500 *кгц*)	Пределы подстройки сердечником %
СБ-1а	12,3	10,6	11,5	М4×0,7	4,4	22
СБ-2а	23	11	13	1М7×0,75	3,7	20
СБ-3а	23	17	19	1М7×0,75	4,7	20
СБ-4а	28	23	25	1М8×1	4,7	20
СБ-5	34	28	30	1М8×1	4,5	20

Сердечники, данные которых приведены в табл. 7-4, наиболее целесообразно применять в диапазоне от 200 до 2 000 *кгц*.

Цилиндрические сердечники выпускаются нашей промышленностью следующих размеров (первая цифра—диаметр, вторая—длина в *мм*): 6×10; 9,3×10; 9,3×19, 12×19.

Расчет катушек с магнитными сердечниками производится в такой последовательности. Выбирают материал и конструкцию сердечника и по табл. 7-2 и 7-3 определяют величину μ_c. Из (7-10) определяют индуктивность катушки без сердечника по величине требующейся индуктивности. После этого катушку рассчитывают так же, как и обычную катушку без сердечника.

Следует отметить, что собственная емкость катушек с катушечным и особенно броневым сердечниками при полном заполнении может достигать величины 30—70 *пф* за счет концентрации электрического поля внутри сердечника. Секционируя намотку таких катушек, их собственную емкость можно снизить в 2—3 раза.

Достоинством сердечников броневого типа является то, что поле катушки вне сердечника очень мало и экран можно приближать вплотную к наружной поверхности сердечника, не меняя параметров катушки. Это нужно учитывать при проектировании катушек, помещенных в экран.

7-5. КАТУШКИ СВЯЗИ И ДРОССЕЛИ

Катушки связи обычно стремятся делать небольшими и наматывают тонким проводом. Добротность таких катушек, естественно, невелика, но это не играет существенной роли и не снижает качества работы приемника. Применение тонких проводов уменьшает общую массу металла в катушках связи и тем самым ослабляет вредное влияние на контурную катушку.

Величина индуктивной связи между катушками определяется коэффициентом связи

$$k = \frac{M_{12}}{\sqrt{L_1 L_2}}. \qquad (7\text{-}14)$$

Здесь L_1 и L_2 — индуктивности связанных катушек, а M_{12} — взаимная индуктивность между ними. Все величины, входящие в формулу (7-14), бывают известны из электрического расчета. Поэтому при расчете катушки связи требуется так выбрать ее тип намотки и размеры, чтобы можно было получить требующуюся индуктивность и обеспечить необходимый коэффициент связи с контурной катушкой. Размеры и число витков катушки связи можно определить по приведенным выше методикам.

Величину коэффициента связи для наиболее часто встречающихся на практике случаев можно рассчитать по следующим формулам. Для рядом (вплотную друг к другу) расположенных катушек равного диаметра

$$k = \frac{L'_{01} - a^2 L_{01} - (1-a)^2 L_{02}}{2a(1-a)\sqrt{L_{01} L_{02}}}. \qquad (7\text{-}15)$$

Коэффициент L'_{01} находится по графикам рис. 7-3 или 7-8 (в зависимости от типа намотки связанных катушек).

В качестве длины намотки l берется сумма длин намоток связанных катушек $l=l_1+l_2$. Коэффициенты L_{01} и L_{02} определяются для каждой из связанных катушек по тем же графикам; $a=\frac{l_1}{l_1+l_2}$.

Для катушек, расположенных концентрически одна в другой,

$$k=\frac{10\frac{D_2}{D_1}\sqrt{\frac{D_2}{D_1}}}{\sqrt{L_{01}L_{02}}\sqrt{1+\left(\frac{l_1}{D_1}\right)^2}}. \qquad (7\text{-}16)$$

Здесь D_1 и D_2 — соответственно диаметры внешней и внутренней катушек; l_1 — длина намотки внешней катушки; L_{01} и L_{02} — коэффициенты, определяемые для каждой из катушек по графикам рис. 7-3 или 7-8.

Для коаксиальных катушек, расположенных на некотором расстоянии одна от другой (рис. 7-11):

$$k=\frac{M_0\sqrt{D_1'D_2'}}{4\sqrt{L_{01}L_{02}}}. \qquad (7\text{-}17)$$

Коэффициент M_0 определяется геометрическим расположением центральных витков связанных катушек и находится по графикам рис. 7-12.

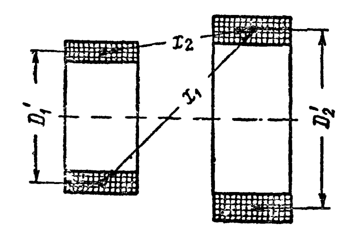


Рис 7 11. К расчету взаимной индуктивности между двумя катушками.

Формула (7-17) может быть применена для расчета коэффициента связи между секционированными многослойными катушками, если расстояние между ближними секциями катушек в 3—4 раза больше расстояния между секциями каждой из катушек и если коэффициент связи не превышает 0,1 (почти всегда выполняется для катушек контуров усилителя промежуточной частоты). В этом случае в (7-17) следует подставлять параметры центральных секций катушек. Данное упрощение справедливо также и для катушек, каждая из которых имеет свой индивидуальный магнитный сердечник, но несправедливо при общем магнитном сердечнике для обеих катушек.

Для ориентировочного выбора типа намотки связанных катушек можно пользоваться следующими величинами осуществимых коэффициентов связи: однослойные катушки, расположенные вплотную, 0,2 ÷ 0,3; однослойные катушки, витки которых намотаны параллельно (витки одной катушки между витками другой), 0,8 ÷ 0,9; рядом расположенные однослойная и многослойная катушки, 0,5÷0,6; близко расположенные узкие многослойные катушки, 0,7 ÷ 0,8. Если внутрь катушек поместить общий магнитный сердечник, то коэффициент связи между ними возрастает до 0,8 ÷ 0,95.

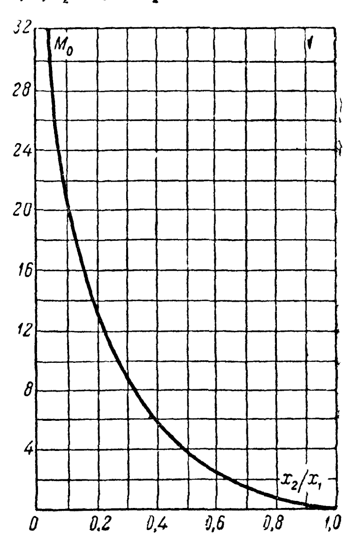


Рис 7-12. График для расчета коэффициента взаимоиндукции.

Выше указывалось, что с целью уменьшения собственной емкости многослойных катушек их делают секционированными. Индуктивность секционированной катушки при одинаковом направлении витков ее секций будет больше суммы индуктивностей секций на сумму удвоенных коэффициентов взаимоиндукции между отдельными ее секциями. Взаимоиндукцией можно пренебречь, если расстояние между секциями больше утроенной длины намотки одной секции (больше $3l$). При одинаковых секциях и расстояниях между ними, равных длине намотки секции, с небольшой погрешностью можно пользоваться упрощенной формулой:

$$L_{общ} = [n + 2(n-1)k] L_{секц}, \qquad (7\text{-}18)$$

где k — коэффициент связи между двумя соседними секциями; n — число секций.

Для многослойных секционированных катушек диаметром 1,5 ÷ 2,0 *см* с отношениями $\frac{l}{D} \approx \frac{t}{D} \approx 0{,}2$ для каждой секции и расстояниями между секциями, равными длине их намотки, величина $k \approx 0{,}2 \div 0{,}3$. Из приведенных

формул по требующейся индуктивности катушки ($L_{общ}$) легко определить индуктивность каждой ее секции.

Дроссели рассчитываются так же, как и обычные катушки, по величине требующейся индуктивности. Следует только помнить, что вследствие собственной емкости каждый дроссель является параллельным резонансным контуром с собственной частотой $f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{LC_0}}$. Поэтому на частотах ниже f_0 его сопротивление можно считать чисто индуктивным и равным ωL, а на частотах выше f_0—емкостным, равным $\frac{1}{\omega C_0}$.

7-6. ИЗМЕРЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ И РАСЧЕТ КАТУШЕК

Приведенные выше методы расчета катушек позволяют получить точность не выше 5 — 15%, вследствие чего индуктивность изготовленной катушки может значительно отклоняться от требующейся. Для упрощения налаживания приемника перед установкой контурных катушек их индуктивность необходимо с требуемой точностью подогнать до заданной величины (см § 7-1). При подгонке необходимо с достаточной точностью измерять индуктивность катушек. Измерение индуктивности обычно производят с помощью специальных измерительных мостов (например, УМ-2).

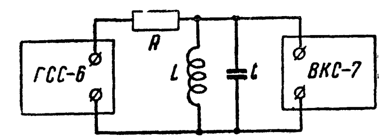


Рис. 7-13. Схема для измерения параметров катушек.

В случае отсутствия специальных измерительных приборов индуктивность, добротность и собственную емкость катушки можно определить о помощью генератора стандартных сигналов (например, ГСС-6), лампового вольтметра (например, ВКС-7) и двух конденсаторов известной постоянной емкости с малыми потерями (лучше всего слюдяных). Для этого собирают схему рис. 7-13. При монтаже соединительные провода следует делать возможно короче и располагать их подальше друг от друга. Это необходимо для уменьшения монтажных емкостей, подключающихся параллельно катушке и уменьшающих точность измерений.

Если при измерениях используется ламповый вольтметр типа ВКС-7, то катушку и конденсатор лучше всего подключать непосредственно ко входной выносной вилке прибора, вынутой из гнезд, находящихся на корпусе прибора. В этом случае входная емкость вольтметра будет равна 7 *пф*. Для повышения точности измерений все соединения схемы рис. 7-13, отмеченные точками, лучше пропаять. Сопротивление R следует брать порядка $50 \div 100$ *ком*. Емкость конденсатора должна быть такой, чтобы собственная частота контура, образованного им и катушкой, была в диапазоне рабочих частот генератора стандартных сигналов и по возможности в диапазоне рабочих частот катушки.

Измерения производят в следующем порядке. Собирают установку с первым конденсатором. От генератора подводят наибольшее напряжение, а вольтметр переключают на шкалу наивысшей чувствительности (полуторавольтную для ВКС-7). Затем, вращая ручку установки частоты генератора, добиваются максимального показания вольтметра; соответствующая этому частота сигнала равна собственной частоте контура, образованного катушкой, конденсатором и монтажными емкостями. Обозначим ее через f_1. Затем уменьшают частоту генератора до тех пор, пока показания лампового вольтметра уменьшатся до 0,7 от показаний при частоте f_1. Эту частоту обозначим f_1'. Далее повышают частоту генератора, проходя через f_1, пока показания вольтметра снова не будут равны 0,7 от максимального значения при f_1. Полученную частоту обозначим f_1''. После этого заменяют первый конденсатор вторым и производят аналогичные измерения, в результате которых получают три значения частоты: f_2, f_2' и f_2''. Емкость второго конденсатора должна отличаться от емкости первого конденсатора в $1{,}5 \div 2$ раза.

По полученным значениям частот и величинам емкости конденсаторов рассчитывают параметры катушки, пользуясь следующими формулами:

$$C_0 = \frac{f_2^2 C_2 - f_1^2 C_1}{f_1^2 - f_2^2} - C_{вх.л.в} - C_м. \qquad (7\text{-}19)$$

Здесь C_2 и C_1 следует брать в *пф*; частоты f_2 и f_1—в *Мгц*; $C_{вх.л.в}$ — входная емкость лампового вольтметра, *пф*; $C_м$ — емкость монтажа, *пф* (практически $C_м$ следует считать равной $1 \div 3$ *пф*). При принятых размерностях собственная емкость катушки определяется в пикофарадах.

Величина индуктивности катушки может быть рассчитана согласно (4-3) по формуле

$$L = \frac{25\,300}{f_1^2 (C_1 + C_0 + C_{вх.л\,в} + C_м)}.$$

Добротность катушки для частоты f_1 равна:

$$Q_1 = \frac{f_1}{f_1'' - f_1'} \frac{1}{1 - \frac{f_1}{f_1'' - f_1'} \frac{2\pi f_1 L}{R}}. \qquad (7\text{-}20)$$

Для частоты f_2 добротность катушки можно рассчитать по этой же формуле, заменив в ней частоты с индексом 1 на частоты с индексом 2.

В дальнейшем можно считать, что $Q = 0{,}5\,(Q_1 + Q_2)$. При погрешности C_1 менее 0,5% и применении ГСС-6 и ВКС-7, индуктивность будет измерена с точностью 1,5÷2,0%.

Подгонять индуктивность контурных катушек можно следующими способами: отматыванием и доматыванием витков, применением подвижных магнитных и диамагнитных сердечников, изменением шага намотки (раздвижением витков), передвижением одной из секций секционированной катушки.

Если индуктивность будет подгоняться первым способом, то при изготовлении катушки число ее витков следует взять на 8÷10% больше расчетного. Тем самым создается запас для того, чтобы не наращивать провод при необходимости увеличить индуктивность катушки.

В случае, если индуктивность намотанной катушки окажется больше требующейся, число витков ее следует уменьшить в $\sqrt{\frac{L_{измер}}{L_{треб}}}$ раз. Путем последовательного уменьшения числа витков индуктивность катушки можно подогнать до требуемой величины.

С помощью подвижных цилиндрических магнитных сердечников индуктивность катушки можно изменять на 50% и более. Поэтому число витков таких катушек следует наматывать, рассчитывая их на среднее положение сердечника. Для этого в (7-10) вместо коэффициента μ_c следует подставлять величину $0{,}5(\mu_c + 1)$. Таким образом, расчетная формула примет вид:

$$L_{расч} = \frac{2L_{треб}}{\mu_c + 1}. \qquad (7\text{-}21)$$

Неточность расчета при этом всегда может быть скомпенсирована соответствующим перемещением сердечника.

В контурных катушках метрового диапазона для подгонки индуктивности и подстройки контуров часто применяют стержневые диамагнитные сердечники из меди или алюминия. Так как μ_c таких сердечников меньше единицы, введение их уменьшает индуктивность катушки. Если допустить ухудшение добротности катушки за счет сердечника не более чем на 10%, то введением в катушку медных и алюминиевых сердечников можно изменять ее индуктивность лишь на 3 — 5%. Поэтому перед постановкой такой катушки в приемник ее индуктивность должна быть предварительно подогнана при среднем положении сердечника с точностью не менее 1%.

Подгонять индуктивность изменением шага намотки можно только у цилиндрических катушек, намотанных на гладких каркасах. В этом случае число витков катушки следует увеличить на 3 — 5% против расчетного, причем крайние ее витки желательно наматывать с большим шагом ($1 \div 2$ *мм*), чтобы была возможность двигать их после закрепления концов катушки на каркасе. Индуктивность катушки, как правило, окажется больше требующейся. Осторожно отодвигая крайние витки, можно уменьшить индуктивность и тем самым подогнать ее до требующейся величины. Чтобы после передвижения витков они были прочно скреплены с каркасом, катушку следует смазать стирольным лаком.

Индуктивность секционированных многослойных катушек подгоняют передвижением одной из ее крайних секций. Индуктивность этой секции должна быть взята не менее $0{,}5 \div 0{,}7$ индуктивности каждой секции при числе секций менее 5 и не менее $0{,}9 \div 1{,}2$ индуктивности каждой секции при числе секций от 5 до 8.

При подгонке индуктивности сердечниками и передвижением одной секции витки катушек не деформируются. Поэтому эти способы наиболее целесообразно применять на практике. Кроме того, эти способы требуют, как правило, меньшего времени, что очень важно при серийном производстве.

Рассмотрим несколько примеров расчета катушек.

Пример 7-2. Рассчитать катушку индуктивностью 3,5 *мкгн* для коротковолнового контура гетеродина, работающего в диапазоне $9 \div 10$ *Мгц*. С целью облегчения сопряжения настройки контуров приемника катушку будем проектировать с подвижным цилиндрическим сердечником из альсифера РЧ-6 диаметром 9,3 *мм* и длиной 10 *мм*

Согласно данным табл. 7-2 и 7-3 примем $\mu = 5{,}3$ и отношение $\frac{\mu_c}{\mu} = 0{,}3$. Следовательно, $\mu_c = 0{,}3\mu = 0{,}3 \cdot 5{,}3 = 1{,}6$ при полностью введенном сердечнике. Учитывая необходимость подгонки индуктивности, расчетную индуктивность катушки определим из (7-21):

$$L_{расч} = \frac{2 \cdot 3{,}5}{1{,}6 + 1} = 2{,}7 \text{ мкгн.}$$

Катушки коротковолновых контуров обычно не экранируются. Поэтому рассчитаем катушку на индуктивность 2,7 *мкгн.* Полагая (согласно данным табл. 7-3) отношение диаметра катушки к диаметру сердечника равным 1,25, определим диаметр катушки:

$$D = 1{,}25D_c = 1{,}25 \cdot 9{,}3 = 11{,}7 \approx 12 \text{ мм.}$$

Зададимся длиной намотки 12 *мм.* Из графиков рис. 7-3 по выбранным размерам D и l находим коэффициент $L_0 = 6{,}7$. Из (7-2) определяем требующееся число витков $N = 31{,}6 \cdot \frac{2{,}7}{6{,}7 \cdot 1{,}2} = 18{,}4$. Будем считать расчетное число витков равным 19 (с небольшим запасом). Определяем шаг намотки:

$$\tau = \frac{l}{N - 1} = \frac{12}{19 - 1} = 0{,}67 \text{ мм.}$$

Выбираем оптимальный диаметр провода. Согласно (7-3) $d_{опт} = 0{,}7 \times 0{,}67 = 0{,}47$ *мм.* Принимаем ближайший стандартный диаметр провода ПЭЛ-1 0,49. Конструктивно рассчитанную катушку можно намотать на полом эбонитовом цилиндрическом каркасе с резьбой для магнитного сердечника. Так, например, выполнены аналогичные катушки во многих радиовещательных приемниках („Ленинград“, „Мир“ и т. п.).

Пример 7-3. Рассчитать катушки индуктивно связанных контуров усилителя промежуточной частоты ($f_{пр} = 465$ *кгц*). Индуктивность катушек 600 *мкгн*, коэффициент связи 0,015.

Контуры усилителя промежуточной частоты современных приемников обычно экранируются. Примем, что минимальный размер экрана в 1,7 раза больше диаметра катушки. Следовательно, индуктивность каждой катушки за счет экрана уменьшится на 20%. Чтобы учесть действие экрана, катушки следует рассчитывать на индуктивность

$$L_{расч} = \frac{L}{1 - 0{,}2} = \frac{600}{1{,}0 - 0{,}2} = 750 \text{ мкгн.}$$

Катушку малых размеров столь большой индуктивности можно выполнить лишь при многослойной намотке и использовании магнитных сердечников. С целью уменьшения собственной емкости катушек будем рассчитывать их в виде трех одинаковых секций в каждой. В качестве общего сердечника для всех секций каждой катушки возьмем цилиндрический сердечник из альсифера РЧ-9 диаметром 9,3 *мм* и длиной 19 *мм.*

Допустим, что длина намотки каждой секции равна расстоянию между секциями. Для более полного использования сердечника необходимо, чтобы его концы выходили за намотку катушки примерно на длину секции. При трех секциях в катушке длина намотки каждой

секции должна быть в 7 раз меньше длины сердечника (три секции плюс два зазора между ними и два участка по концам). Следовательно, длина намотки каждой секции должна быть $l = \frac{l_{серд}}{7} = \frac{19}{7} = 2{,}7$ *мм.* Округлим для дальнейших расчетов длину намотки секции до 3,0 *мм.*

Будем полагать внутренний диаметр катушки $D_0 = 1{,}25 D_{серд}$, т. е. $D_0 = 1{,}25 \cdot 9{,}3 = 12$ *мм.* При этом согласно табл. 7-3 отношение $\frac{\mu_c}{\mu}$ можно взять равным 0,25. Из табл. 7-2 для выбранного материала сердечника найдем $\mu = 9$. Следовательно, $\mu_c = 0{,}25 \cdot 9 = 2{,}25$.

Практика показывает, что коэффициент связи между секциями катушек, близких по конструкции к рассматриваемым, примерно в μ_c раз больше, чем для таких же катушек без сердечника. В нашем случае можно считать коэффициент связи между секциями при отсутствии сердечника примерно равным 0,2. Поэтому коэффициент связи при введении сердечника $k = 0{,}2\mu_c = 0{,}2 \cdot 2{,}25 = 0{,}45$. Преобразуя формулу (7-18) для катушки с сердечником, найдем расчетную индуктивность каждой секции

$$L_{с.\,расч} = \frac{L_{расч}}{[n + 2(n-1)k]\mu_c} = \frac{750}{[3 + 2(3-1)0{,}45]\,2{,}25} = 70 \text{ мкгн.}$$

На эту индуктивность и рассчитаем катушки каждой секции.

Положим высоту намотки секции $t = 3$ *мм.* Тогда наружный диаметр катушки $D = D_0 + 2t = 12 + 2 \cdot 3 = 18$ *мм*, а отношение $\frac{l}{D} = \frac{3}{18} = 0{,}167$ и $\frac{t}{D} = \frac{3}{18} = 0{,}167$. Из графиков рис. 7-8 по полученным отношениям найдем коэффициент $L_0 = 8{,}75$. По (7-2) подсчитаем число витков в секции

$$N = 31{,}6 \sqrt{\frac{70}{8{,}75 \cdot 1{,}8}} = 67.$$

Определим наивыгоднейший диаметр провода. Для этого из графиков рис. 7-9 найдем вспомогательный коэффициент s. Он равен 0,98. По формуле (7-4) рассчитаем другой вспомогательный коэффициент

$$p_0^2 = \frac{70 \cdot 0{,}94^2}{1{,}83} = 10{,}7, \text{ откуда } p_0 = 3{,}25.$$

Отношение

$$\frac{f_{ср}}{p_0^2} = \frac{0{,}465 \cdot 10^6}{10{,}7} = 4{,}35 \cdot 10^4.$$

По этому отношению из рис. 7-5 найдем произведение $p_0 d = 0{,}55$ и по (7-5) определим оптимальный диаметр провода

$$d = \frac{0{,}55}{3{,}25} = 0{,}17 \text{ мм.}$$

Выбираем провод ПЭШО-0,17.

Для него $d_{из} = 0{,}21$ *мм* В 1 $мм^2$ поперечного сечения плотной намотки укладывается 20 витков.

Из опыта известно, что для катушек с универсальной намоткой коэффициент заполнения, т. е. удельный вес сечения провода в общем сечении намотки катушки lt, не превышает 0,2. В нашем случае сечение намотки $lt = 3 \cdot 3 = 9$ $мм^2$. Сечение провода обмотки будет:

$$\frac{\pi d^2 N}{4} = \frac{3{,}14 \cdot 0{,}17^2 \cdot 67}{4} = 1{,}5 \ мм^2,$$

что составляет всего 0,17 от площади сечения катушки и вполне осуществимо. Из (7-9) определяем максимально допустимое число перегибов $p \leqslant 1{,}3 \frac{1{,}2}{0{,}3} = 5{,}2$ Принимаем $p = 2$, что обеспечит наиболее простую технологию намотки.

Для окончания расчета необходимо определить расстояние между центральными секциями катушек. Так как требующийся коэффициент связи меньше 0,1, то для расчетов можно пользоваться формулой (7-17).

Все секции катушек одинаковы и формулу можно переписать так:

$$M_0 = \frac{4kL_0}{D'}.$$

В нашем случае $L_0 = 8{,}75$, $k = 0{,}015$ и $D' = 1{,}5$ *см*. Следовательно,

$$M_0 = \frac{4 \cdot 0{,}015 \cdot 8{,}75}{1{,}5} = 0{,}35.$$

Из рис. 7-12 находим, что величине коэффициента $M_0 = 0{,}35$ соответствует отношение $\frac{x_2}{x_1} = 0{,}87$. Из рис. 7-11 для нашего случая видно, что $x_1 = \sqrt{x_2^2 + D'^2}$ как гипотенуза прямоугольного треугольника. На основании этого получим квадратное уравнение относительно

$$x_2 = 0{,}87 \sqrt{x_2^2 + D'^2},$$

откуда

$$0{,}87^2 x_2^2 + 0{,}87^2 D'^2 = x_2^2,$$

или

$$(1 - 0{,}87^2)\, x_2^2 = 0{,}87^2 D_1'^2,$$

$$x_2 = \frac{0{,}87 D'^2}{\sqrt{1 - 0{,}87^2}} = \frac{0{,}87 \cdot 1{,}5}{\sqrt{1 - 0{,}87^2}} = 2{,}7 \ см$$

Учитывая расстояние между секциями катушек и длину намотки секций, легко определить расстояние между крайними соседними секциями катушек. В нашем случае оно равно $x = x_2 - 5l = 27 - 5 \times 3 = 12$ *мм*. Точно расстояние между катушками обычно подбирают экспериментально при настройке усилителя промежуточной частоты.

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ ДЛЯ ПОВТОРЕНИЯ

1. Каковы основные свойства катушек индуктивностей?

2 Какие существуют типы намоток катушек и их влияние на основные параметры катушек?

3. Как рассчитывается индуктивность однослойной и многослойной катушек?

4. Какова методика выбора оптимального диаметра провода для катушек?

5 Назначение экрана и его влияние на параметры катушек? Как следует выбирать размеры экрана?

6 Для чего в катушках применяются магнитные и диамагнитные сердечники?

7. Каковы основные свойства магнитных материалов, применяющихся для изготовления сердечников катушек? Какова методика выбора материала сердечника и его формы?

8 Чем определяется коэффициент связи между катушками?

9 Как измеряются основные параметры катушек? Каковы методы подгонки индуктивности катушек?

ЗАДАЧИ

1. Определить наивыгоднейший диаметр провода для многослойной катушки со следующими данными $L=1000$ *мкгн*, $D_0=1{,}6$ *см*; $t=2$ *мм* $l=2$ *мм* Рабочая частота 465 *кгц*

Ответ 0,155 *мм*

2 Определить число витков катушки, параметры которой приведены в задаче 1.

Ответ: 59 витков

ГЛАВА ВОСЬМАЯ

ДЕТЕКТОРЫ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ КОЛЕБАНИЙ, МОДУЛИРОВАННЫХ ПО АМПЛИТУДЕ

8-1. НАЗНАЧЕНИЕ И ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

Ранее было показано, что для приведения в действие подавляющего большинства оконечных аппаратов радиоприемных устройств требуется преобразовать напряжение принятого и усиленного модулированного колебания в такое напряжение, форма которого с большой степенью точности соответствует форме модулирующего напряжения в передатчике. Процесс такого преобразования принято называть детектированием, а каскад радиоприемника, его выполняющий, называют детекторным.

Характер напряжений на входе и выходе детекторного каскада можно представить в виде рис. 8-1.

Так как в спектре высокочастотного напряжения, модулированного по амплитуде, не содержится составляющих с

модулирующей частотой, то для детектирования необходимо применить нелинейный элемент — детектор. В качестве такого элемента используются электронные лампы и кристаллические или полупроводниковые диоды Общей чертой всех типов детекторов является наличие более или менее крутого изгиба в их вольтамперной характеристике (рис. 8-2). Этот изгиб для диодов находится в области нулевых анодных напряжений, а для триодов — в области отрицательных сеточных напряжений.

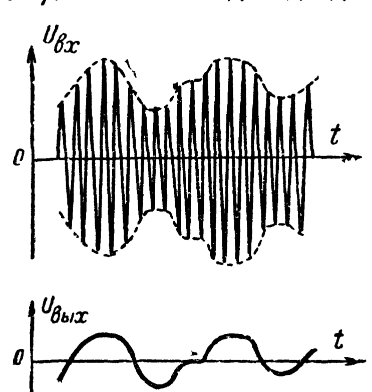


Рис 8-1 Форма входного и выходного напряжений детектора

Если амплитуды напряжений на входе детектора велики по сравнению с криволинейным участком его характеристики, в пределах которого крутизна детектора переменна, то изгиб характеристики можно заменить изломом. Полученные в результате этой замены характеристики изображены на рис. 8-2,*г* и *д* и носят название идеализированных. Детектор, характеристика которого рассматривается как идеализированная, называют идеальным. Из свойств идеализированной характеристики вытекает, что идеальный детектор представляет собой вентиль с малым постоянным сопротивлением в направлении пропускания тока и бесконечно большим в обратном направлении.

Работа детектора сводится к выпрямлению подводимого к нему высокочастотного модулированного по амплитуде напряжения и к усреднению выпрямленного напряжения за период высокой частоты. Если к идеальному диоду, рабочая точка которого выбрана на нижнем изгибе его характеристики, подвести высокочастотное напряжение, то ток в его цепи будет представлять собой импульсы, проходящие во время положительных полупериодов высокочастотного напряжения (рис. 8-3). Величины отдельных импульсов тока будут прямо пропорциональны амплитудам соответствующих положительных полупериодов подведенного к диоду высокочастотного напряжения Поэтому огибающая импульсов (кривая *2* на рис. 8-3) по своей форме повторит огибающую высокочастотного модулированного напряже-

ния (кривая 1) Среднее значение тока диода за каждый период высокочастотного напряжения прямо пропорционально площади импульса тока, протекающего через диод в данный период. Площадь импульсов тока в свою очередь прямо пропорциональна их максимальным значениям, так как по форме импульсы одинаковы.

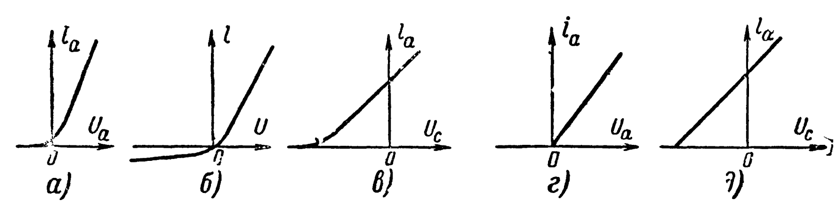


Рис. 8-2. Реальные (*а*, *б*, *в*) и идеализированные (*г*, *д*) характеристики нелинейных элементов детекторов вакуумного диода (*а* и *г*), полупроводникового диода (*б* и *г*) и трехэлектродной лампы (*в* и *д*).

Следовательно, среднее значение тока диода (кривая 3) за каждый период высокочастотного напряжения прямо пропорционально амплитудам соответствующих положительных полупериодов высокочастотного напряжения, подведенного к диоду. Амплитуды высокочастотного модулированного напряжения меняются по закону модулирующего напряжения. Поэтому и усредненное значение выпрямленного диодом тока меняется по тому же закону, т. е. так же, как и модулирующее напряжение передатчика.

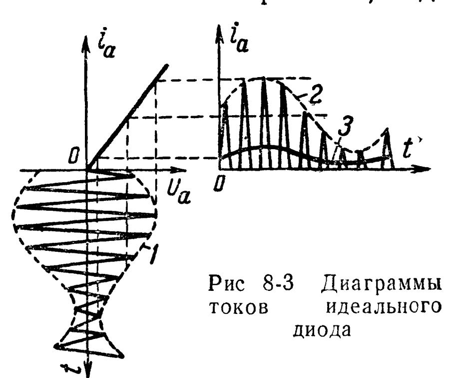


Рис 8-3 Диаграммы токов идеального диода

Если высокочастотное модулирующее напряжение подвести к нелинейному элементу так, чтобы все изменения этого напряжения лежали в пределах линейной части характеристики, то среднее значение тока будет оставаться постоянным и не будет зависеть от закона модуляции (например, при подведении модулированного напряжения к триоду, рабочая точка которого выбрана при $U_c = 0$, как на рис. 8-2,*д*, а максимальная амплитуда не вызывает захода в область $i_a = 0$). *Именно поэтому рабочую точку*

детектора необходимо выбирать так, чтобы изменения амплитуды детектируемого напряжения захватывали нелинейную часть его характеристики, почему детектор принято называть нелинейным элементом приемника.

Основными качественными показателями детекторного каскада радиоприемников являются величина коэффициента передачи напряжения, степень вносимых им частотных и нелинейных искажений, величина входного сопротивления, степень фильтрации высокочастотного напряжения.

Коэффициентом передачи детектора называют отношение амплитуды U_m низкочастотного напряжения на его выходе к амплитуде огибающей модулированного напряжения, подводимого к его входу, mE_m (E_m — амплитуда напряжения немодулированной несущей, m — коэффициент модуляции):

$$K_д = \frac{U_m}{mE_m}. \qquad (8\text{-}1)$$

Чем больше коэффициент передачи, тем лучше детектор.

Степень нелинейных и частотных искажений оценивается соответственно величинами коэффициента гармоник (1-2) и коэффициента частотных искажений (1-1). Правильным выбором схемы и режима работы детектора всегда можно добиться того, что эти искажения не будут превышать допустимых.

Входным сопротивлением детектора называют то сопротивление, которым он обладает в точках подключения к источнику детектируемого напряжения, т. е. в точках подключения к контуру высокой частоты, для токов несущей частоты сигнала. Чем оно больше, тем меньше детектор шунтирует предыдущие элементы приемника и тем выше их избирательные и усилительные свойства.

Степень фильтрации высокочастотного напряжения определяется отношением амплитуды высокочастотного напряжения на выходе детектора к амплитуде высокочастотного напряжения на его входе. Она оценивается коэффициентом фильтрации.

$$k_ф = \frac{E_{m\,вых}}{E_{m\,вх}}. \qquad (8\text{-}2)$$

Чем он меньше, тем лучше будет фильтрация. Наличие большого высокочастотного напряжения на выходе детек-

тора нежелательно, так как может привести к увеличению нелинейных искажений в первом каскаде усилителя низкой частоты за счет изменения положения рабочей точки лампы под воздействием этого напряжения и смещения ее в криволинейные участки характеристики. Практически достаточно иметь $k_{ф} \leqslant 0,01$.

До появления радиоламп в премниках применялись электролитические и кристаллические детекторы. В них использовались свойства резко выраженной односторонней проводимости в электролитах с металлическими электродами, имеющими слой окиси на поверхности, и соединениях кристаллов с металлами. Такие детекторы обладали коэффициентом передачи меньше единицы. С появлением трехэлектродной лампы она была использована в детекторных каскадах и позволила получить коэффициент передачи значительно больше единицы. Но в таких детекторных каскадах искажения сигнала были весьма велики. Поэтому после успешного развития усилительной техники в приемниках стали снова применять диодные детекторы, обеспечивающие очень малые искажения. В современных радиовещательных приемниках, как правило, применяются только диодные детекторы.

8-2. ДИОДНЫЙ ДЕТЕКТОР

Принципиальная схема диодного детектора приведена на рис. 8-4,*а*. Сопротивление R служит нагрузкой детектора. Конденсатор C включается параллельно нагрузочному сопротивлению для того, чтобы на нем не происходило большого падения напряжения высокой частоты и чтобы все напряжение с контура практически подводилось к диоду. Поскольку диодный детектор работает обычно при больших напряжениях на входе, его дальнейшее рассмотрение можно вести применительно к идеальному детектору.

В идеальном детекторе величина выходного низкочастотного напряжения прямо пропорциональна амплитуде огибающей детектируемого напряжения. Следовательно, между напряжением на выходе идеального детектора и амплитудой огибающей детектируемого сигнала существует линейная зависимость. *Поэтому режим идеального детектирования принято также называть линейным детектированием, а идеальный детектор — линейным детектором. Но для детектируемого напряжения в любом режиме детектор является нелинейной системой, как это было выяснено в § 8-1.*

На рис 8-4,*б* приведена эквивалентная схема идеального диодного детектора для токов высокой частоты. Реальный диод в этой схеме заменен идеальным вентилем и активным сопротивлением R_i, равным внутреннему сопротивлению диода. В режиме линейного детектирования внутреннее сопротивление диода R_i постоянно. Для диодов отечественного производства, используемых в радиоприемниках, режим линейного детектирования наступает при амплитуде подводимого напряжения $E_m \geqslant 3{,}0$ *в*. Их внутреннее сопротивление равно 250 *ом*.

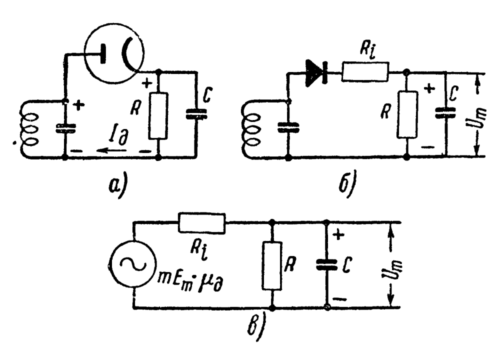


Рис 8-4 Схемы диодного детектора

а — принципиальная *б* — эквивалентная для токов высокой частоты, *в* — эквивалентная для токов низкой частоты

Физическое содержание процесса диодного детектирования можно понять из рассмотрения рис. 8-5 При отсутствии сигнала рабочая точка находится в начале координат. Если подать на вход детектора высокочастотное напряжение, то в положительные полупериоды напряжения через диод пойдет ток в направлении, указанном стрелкой на рис. 8-4 *а* Этот ток зарядит конденсатор *C*. Но во время отрицательного полупериода высокочастотного напряжения ток через диод не протекает и конденсатор будет разряжаться через сопротивление *R*. Постоянная времени разряда конденсатора *CR* выбирается много больше периода детектируемого напряжения Поэтому за отрицательный полупериод детектируемого напряжения напряжение на конденсаторе уменьшится незначительно Благодаря этому напряжение на нагрузке детектора по своей форме будет существенно отличаться от импульсов тока, проходящих через диод Как будет показано дальше, оно оказывается

близким по форме к огибающей детектируемого напряжения.

Анод диода через колебательный контур соединен с нижним по схеме концом сопротивления нагрузки R, имеющим отрицательный потенциал выходного напряжения.

Вследствие этого к аноду диода относительно его катода оказывается приложенным отрицательный потенциал, который смещает рабочую точку диода влево (рис. 8-4,*а*).

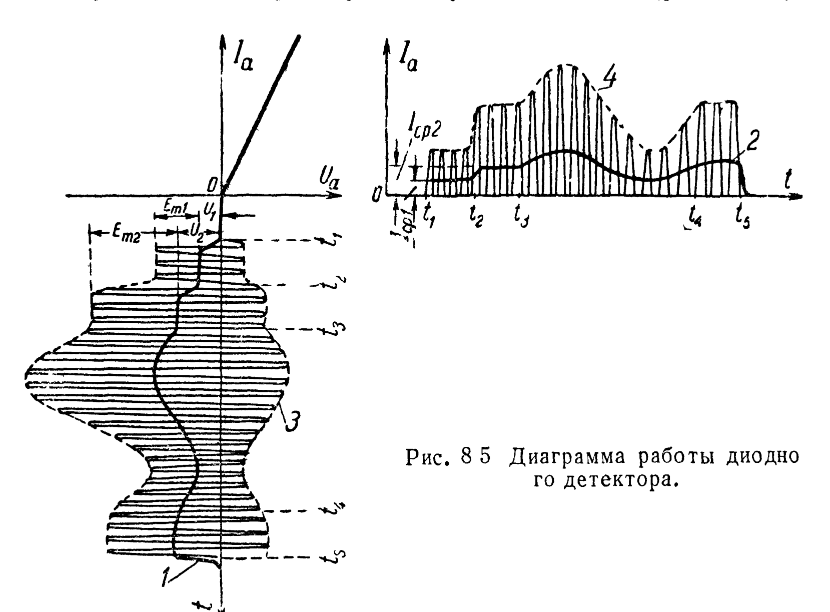


Рис. 8 5 Диаграмма работы диодного детектора.

На рис 8-5 это смещение учитывается соответствующим искривлением осевой линии входного напряжения детектора (линия *1*). Действительно, как только в момент времени t_1 будет включено немодулированное высокочастотное напряжение с амплитудой E_{m1}, в цепи диода потечет ток в виде импульсов, соответствующих положительным полупериодам подведенного напряжения Эти импульсы тока зарядят конденсатор C. Напряжение заряда конденсатора U_1 будет пропорционально среднему значению заряжающего тока I_{cp1} (линия *2*), а следовательно, и амплитуде подводимого напряжения E_{m1}

В течение времени от t_1 до t_2 амплитуда подводимого напряжения сохраняется постоянной, почему остаются по-

стоянными среднее значение тока в цепи диода и напряжение заряда конденсатора.

Напряжение заряда конденсатора не может превысить амплитуды подводимого напряжения. Если бы они были равны, то рабочая точка сдвинулась бы в область отрицательных напряжений на величину E_m и результирующее напряжение между анодом и катодом диода было равно нулю. Вследствие этого ток в цепи диода должен был бы прекратиться. Но как только ток в цепи диода прекратится, конденсатор C начнет разряжаться через подключенное параллельно ему сопротивление R. Напряжение на конденсаторе начнет уменьшаться, а рабочая точка будет смещаться вправо. При этом во время положительных полупериодов подводимого напряжения в цепи диода снова появятся импульсы тока и подзарядят конденсатор. Таким образом, в цепи диода должно существовать динамическое равновесие для положения рабочей точки. Следовательно, при постоянной амплитуде подводимого сигнала напряжение на конденсаторе будет также постоянным и по величине мечьшим E_m.

Если в момент времени t_2 амплитуда подводимого напряжения увеличится до E_{m2}, то среднее значение тока в цепи диода повысится до $I_{ср2}$, почему напряжение на конденсаторе возрастет до величины U_2. При модуляции подводимого напряжения (в течение времени от t_3 до t_4) в соответствии с изменением амплитуды этого напряжения будет меняться среднее значение тока, а следовательно и нанапряжение на конденсаторе C.

Если подводимое напряжение выключить (момент времени t_5), ток в цепи диода прекратится, конденсатор C полностью разрядится и рабочая точка вернется в исходное нулевое положение.

Таким образом, формы кривых огибающей входного напряжения *3*, огибающей импульсов тока *4*, среднего значения тока в цепи диода *2* и напряжения заряда конденсатора *1* будут одинаковыми, что и требуется для работы детектора.

Как показывает анализ схемы рис. 8-4,*б*, величина выпрямленного напряжения (равная смещению рабочей точки) в случае линейного детектора прямо пропорциональна амплитуде высокочастотного напряжения на входе детектора. Этот коэффициент пропорциональности $\mu_д$ носит название внутреннего коэффициента усиления детектора и колеблется в пределах $0{,}9 \div 0{,}95$. В силу этого реальную схему идеального детектора можно заменить эквивалентной

по модулирующей (низкой) частоте схемой, изображенной на рис. 8-4,*в*. Эта эквивалентная схема устанавливает связь между амплитудой огибающей модулированного напряжения, подводимого к детектору, mE_m, амплитудой выходного низкочастотного напряжения U_m и параметрами диода и схемы. Здесь $R_{i\partial}$ — эквивалентное по звуковой частоте внутреннее сопротивление диода, равное

$$R_{i\partial} \approx 1{,}5 \sqrt[3]{R_i^2 R}.$$

Согласно схеме рис. 8-4,*в* можно определить коэффициент передачи напряжения линейного диодного детектора. Он равен:

$$K_\partial = \frac{U_m}{mE_m} = \mu_\partial \frac{\overline{Z}_н}{R_{i\partial} + \overline{Z}_н}, \qquad (8\text{-}3)$$

где $\overline{Z}_н$ — сопротивление нагрузки детектора, состоящей из R и C.

Согласно (8-3) можно считать, что коэффициент передачи диодного детектора пропорционален $Z_н$.

Величина сопротивления нагрузки $Z_н$ с возрастанием частоты модулирующего напряжения уменьшается из-за шунтирующего действия конденсатора C. Поэтому с увеличением модулирующей частоты коэффициент передачи детектора падает.

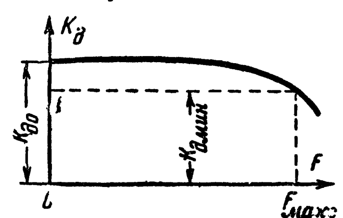


Рис. 8-6. Частотная характеристика диодного детектора

Таким образом, емкость C, включенная параллельно нагрузочному сопротивлению детектора R, вызывает частотные искажения в детекторном каскаде. На рис. 8-6 приведена частотная характеристика диодного детектора. Если пределы частотных искажений детектора заданы отношением

$$M_в = \frac{k_{\partial 0}}{k_{\partial F\, макс}}$$

при максимальной модулирующей частоте, то емкость конденсатора C следует брать из неравенства

$$C \leqslant \frac{1}{2\pi F_{макс}} \left(\frac{1}{R} + \frac{1}{R_{i\partial}}\right) \sqrt{M_в^2 - 1}. \qquad (8\text{-}4)$$

Кроме частотных искажений, емкость *C* при определенных условиях работы линейного диодного детектора может вызвать и нелинейные искажения. Причина возникновения этих искажений заключается в инерционности нагрузки детектора, определяющейся тем, что напряжение на конденсаторе *C* не может изменять свою величину мгновенно.

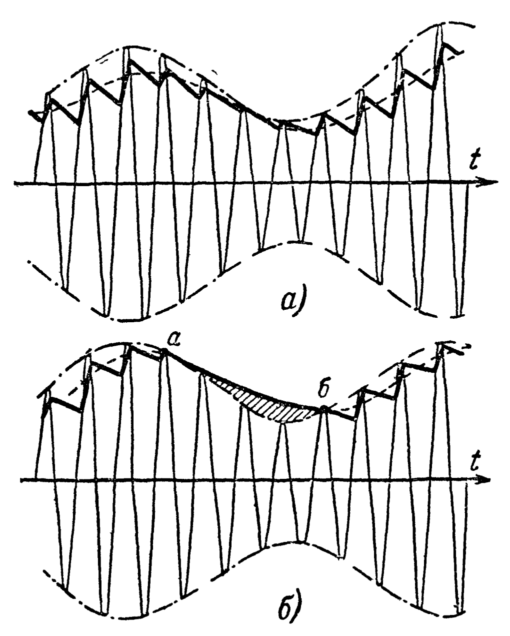


Рис. 8-7 Диаграммы безынерционного (*а*) и инерционного (*б*) диодного детектора

Согласно схеме рис. 8-4,*б* процесс изменения выпрямленного напряжения на нагрузке детектора изображен на рис 8-7. Рис. 8-7,*а* соответствует случаю нормального, а рис. 8-7,*б* — чрезмерно большого значения постоянной времени нагрузки *RC*.

На рис. 8-7 тонкой сплошной линией показано входное высокочастотное модулированное напряжение. Толстая зигзагообразная линия отражает изменение выпрямленного напряжения на конденсаторе. В пределах положительных полупериодов высокой частоты напряжение на конденсаторе *C* растет, почти совпадая со входным, так как из-за малости R_{id} постоянная времени заряда $\tau_з = R_{id}C$ мала. В течение

же отрицательных полупериодов конденсатор сравнительно медленно разряжается на большое сопротивление R. Среднее значение выпрямленного напряжения, показанное на рисунках штриховой линией, в случае рис. 8-7,*а* по своей форме повторяет огибающую входного напряжения (штрихпунктирная линия) с некоторым сдвигом в сторону запаздывания. Если емкость C и, следовательно, постоянная времени разряда $\tau_p = RC$ слишком велики, то при спадании амплитуды входного напряжения за время отрицательных полупериодов конденсатор не успевает разряжаться до значения следующей (меньшей) амплитуды положительного полупериода.

Вследствие этого результирующее напряжение на аноде диода относительно его катода будет отрицательным, диод окажется запертым и подзаряд конденсатора во время положительных полупериодов входного напряжения прекратится. Конденсатор станет разряжаться на сопротивление R. Кривая разряда конденсатора пойдет по экспоненте, более пологой, чем огибающая входного напряжения, как это показано на рис. 8-7,*б*. Поэтому форма выходного напряжения будет отличаться от формы огибающей на заштрихованный участок кривой, что и характеризует появление нелинейных искажений.

Теоретическое исследование этого вопроса, выполненное В. И. Сифоровым, показало, что нелинейные искажения за счет инерционности детектора будут отсутствовать, если емкость C удовлетворяет неравенству

$$C < \frac{1,5}{2\pi F_{макс} R}. \tag{8-5}$$

Обычно $R \gg R_{i\partial}$ и поэтому при выборе емкости C из условий (8-4) и (8-5) коэффициент передачи детектора на низких частотах можно считать равным μ_∂.

В реальных радиоприемниках (рис. 8-8) напряжение низкой частоты с выхода детектора через переходный конденсатор C_1 подается на делитель напряжения R_1, с части которого оно затем снимается на вход усилителя низкой частоты. Емкость конденсатора C_1 выбирается из условия обеспечения отсутствия частотных искажений в области нижних частот:

$$C_1 \geqslant \frac{5}{F_{мин} R_1}. \tag{8-6}$$

При выполнении неравенства (8-6) сопротивление конденсатора C_1 для переменных токов наинизшей модулирующей частоты будет в 30 раз меньше сопротивления R_1. Поэтому практически можно считать, что даже при наименьшей частоте модулирующего напряжения падение напряжения на конденсаторе C_1 ничтожно мало. Если емкость конденсатора C_1 взять меньшей, чем из неравенства (8-6), то его сопротивление для токов низших модулирующих частот будет соизмеримо с сопротивлением R_1. За счет этого на конденсаторе C_1 будет падать часть выходного напряжения

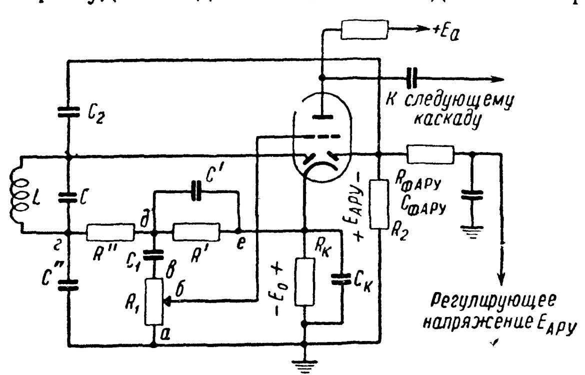


Рис 8-8 Схема детекторного каскада современных приемников с двойным диод-триодом

и тем бо́льшая, чем ниже частота модулирующего напряжения. Иначе говоря, конденсатор C_1 при неправильном выборе его емкости мог бы вызвать завал частотной характеристики приемника в области низших модулирующих частот

Сетку лампы усилителя низкой частоты подключить непосредственно к сопротивлению нагрузки детектора (без конденсатора C_1) нельзя, так как на нагрузочном сопротивлении детектора, кроме переменной составляющей напряжения с модулирующей частотой, имеется постоянная составляющая. Величина постоянной составляющей равна $\mu_д E_m$ (напряжение U_2 на рис. 8-5). Это напряжение будет добавляться к исходному напряжению смещения лампы усилителя низкой частоты. Так как оно прямо пропорционально амплитуде детектируемого напряжения, то при изменении амплитуды детектируемого напряжения (прием различных станций или действие явления замирания) будет изменяться положение рабочей точки лампы усилителя

низкой частоты. Рабочая точка может смещаться на криволинейный участок характеристики лампы, что вызовет большие нелинейные искажения.

Что же касается сопротивления R_1, то его величина должна быть выбрана достаточно большой для предупреждения появления нелинейных искажений. Причину появления нелинейных искажений можно уяснить из рассмотрения рис. 8-9. Здесь сплошными линиями *1* и *2* и штриховыми линиями *3* и *4* изображены временные диаграммы работы

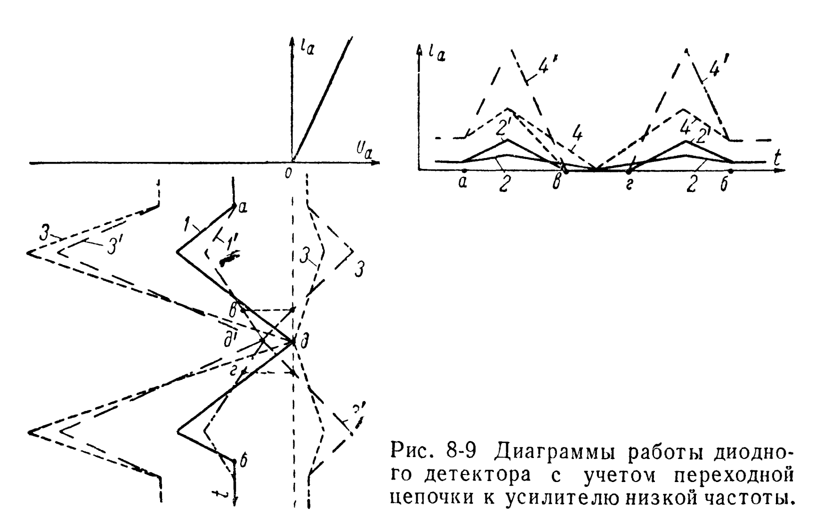


Рис. 8-9 Диаграммы работы диодного детектора с учетом переходной цепочки к усилителю низкой частоты.

диодного детектора в предположении, что цепочка C_1R_1 отключена Они аналогичны рис. 8-5, но соответствуют треугольному закону модуляции с коэффициентом модуляции 100%. Для упрощения рисунка на нем приведены только огибающие детектируемого сигнала (линия *3*) и импульсов тока, протекающих через диод (линия *4*), и не показаны само высокочастотное детектируемое напряжение и импульсы тока в цепи диода. Сплошными линиями показаны изменения постоянной составляющей напряжения на нагрузке детектора (линия *1*) и постоянной составляющей тока в цепи диода (линия *2*).

Из рис. 8-8 следует, что переходная цепочка C_1R_1 подключается параллельно одному из нагрузочных сопротивлений детектора R'. Так как сопротивление емкости C_1 для наинизшей модулирующей частоты мало по сравнению с величиной сопротивления R_1, то для токов звуковой частоты

сопротивление нагрузки детектора будет не $R'+R''$, а $\frac{R'R_1}{R'+R_1}+R''$, т. е. меньше. Это различие будет тем больше, чем меньше величина сопротивления R_1.

Но если при том же самом детектируемом сигнале сопротивление нагрузки детектора для токов звуковой частоты за счет подключения цепочки C_1R_1 уменьшается, то должна уменьшаться амплитуда переменного звукового напряжения, создающегося на нагрузке. Однако постоянная составляющая напряжения на нагрузке, определяющаяся амплитудой немодулированной несущей детектируемого сигнала, не изменяется, так как для постоянного тока нагрузка детектора осталась прежней. Поэтому изменение напряжения на нагрузке детектора при наличии цепочки C_1R_1 будет происходить не по сплошной ломаной линии *1*, а по штрих-пунктирной ломаной линии *1'*. Следовательно, осью времени для детектируемого сигнала будет не линия *1*, а линия *1'*. С учетом сказанного огибающая детектируемого сигнала изображена на рисунке штрих-пунктирными линиями *3'*.

Для полученной таким образом огибающей сигнала характерно то, что точка *д*, соответствующая нулевому напряжению сигнала или максимуму отрицательного модулирующего напряжения, переместилась в точку *д'*, т. е. перешла в область отрицательных напряжений между анодом и катодом диода.

Согласно рисунку между анодом и катодом диода напряжение будет отрицательным в течение времени, проходящего от точки *в* до точки *г*. Таким образом, в течение этого отрезка времени диод окажется запертым и ток в его цепи, а следовательно, и по нагрузке протекать не будет. Это и отображают ломаные линии *4'* для огибающих импульсов диода и *2'* для постоянной составляющей тока диода.

В момент запирания диода и прекращения тока диода в нагрузке конденсатор C_1 начнет разряжаться через сопротивления R_1 и R'. Его разряд по сравнению с периодом модулирующего напряжения будет происходить очень медленно, так как величины емкости C_1 и сопротивлений R_1 и R' достаточно большие. Поэтому в течение времени от точки *в* до точки *г* напряжение на входе усилителя низкой частоты практически сохраняется постоянным и не меняется по ломаной *1'*.

Таким образом, на этом отрезке времени форма выход-

ного напряжения детектора резко отличается от формы огибающей детектируемого напряжения, что и характеризует появление нелинейных искажений.

Из приведенных выше рассуждений следует, что точка ∂' будет тем левее в области отрицательных напряжений на аноде диода, чем меньше сопротивление R_1 по сравнению с сопротивлением R' и чем больше коэффициент модуляции сигналов. Поэтому для предотвращения появления нелинейных искажений за счет цепочки C_1R_1 нужно брать величину сопротивления R_1 значительно большей, чем величина сопротивления R'.

Анализ показывает, что нелинейные искажения за счет цепи C_1R_1 будут отсутствовать при выполнении неравенства

$$R_1 \geqslant \frac{R'}{1-m_{макс}} \cdot \frac{m_{макс}R' - (1-m_{макс})R''}{R'+R''}. \qquad (8\text{-}7)$$

Кроме указанных причин, нелинейные искажения в детекторе могут возникать из-за нелинейности реальной характеристики диода. Но если входное напряжение превышает 3 *в*, искажения за счет криволинейности характеристики диода оказываются ничтожно малыми.

При расчете каскада, предшествующего детекторному, необходимо знать, какую нагрузку представляет собой детектор, т. е. каково его входное сопротивление. Входное сопротивление линейного диодного детектора, собранного по последовательной схеме (источник э. д. с., диод и нагрузка включены последовательно) рис. 8-4,*а*, может быть определено из формулы

$$R_{вх} = 0{,}5R. \qquad (8\text{-}8)$$

Если схема детектора параллельная (источник э. д. с., диод и нагрузка включены параллельно), как это изображено для правого диода на рис. 8-8, то его входное сопротивление

$$R_{вх} = 0{,}33R. \qquad (8\text{-}9)$$

Параллельная схема обычно применяется в тех случаях, когда входной контур детектора находится под высоким напряжением и не может быть использован для замыкания цепи детектора по постоянному току.

С точки зрения шунтирования контура нагрузочное сопротивление детектора следует брать по возможности большим, что одновременно повысит и $K_д$ (8-3). Однако при

чрезмерно большом R для предотвращения частотных и нелинейных искажений необходимо, чтобы емкость конденсатора C была небольшой. В то же время емкость C должна быть значительно больше емкости диода $C_{ак}$, так как в противном случае на ней будет бесполезно тратиться большая часть высокочастотного напряжения контура. Практически достаточно брать емкость C в 10—20 раз больше, чем емкость $C_{ак}$ диода.

Для схемы рис. 8-4,*а* коэффициент фильтрации может быть рассчитан по формуле

$$k_ф = \frac{C_{ак}}{C}. \tag{8-10}$$

С целью уменьшения коэффициента фильтрации нагрузку детектора часто делят на две части. Так, в схеме рис. 8-8 она состоит из двух сопротивлений R' и R'', шунтированных емкостями C' и C''. Улучшение фильтрации объясняется тем, что из всего высокочастотного напряжения, имеющегося на нагрузке детектора (между точками *г* и *е*) на вход усилителя низкой частоты может передаваться только та его часть, которая падает на сопротивлении R'. Но сопротивление R' шунтируется конденсатором C'. Поэтому бóльшая часть высокочастотного напряжения падает на сопротивлении R'' и лишь меньшая приходится на сопротивление R'. При такой схеме нагрузки детектора коэффициент фильтрации следует рассчитывать по формуле

$$k_ф = \frac{C_{ак}}{\left[C'' + \left(\frac{R'}{R' + R''}\right)^2 C'\right] 2\pi f_{пр} C' R'}. \tag{8-11}$$

Так как в схеме рис. 8-8 выходное напряжение детектора снимается только с нагрузочного сопротивления R', то коэффициент передачи детектора равен:

$$K_д \approx \mu_д \frac{R'}{R' + R''}. \tag{8-12}$$

Нелинейные искажения за счет инерционности нагрузки детектора в схеме рис. 8-8 будут отсутствовать при выполнении неравенства (8-5), если полагать в нем

$$C = C'' + \left(\frac{R'}{R' + R''}\right)^2 C' \tag{8-13}$$

и

$$R = R' + R''. \tag{8-14}$$

Эти же величины следует подставлять в формулы (8-4), (8-5) и (8-8). Чтобы из-за деления нагрузки коэффициент передачи детектора уменьшался не сильно, следует брать $R' \approx 0{,}8\ R$. Но с целью уменьшения величины сопротивления R_1 берут R' до $(0{,}1 \div 0{,}2) R$. Так, в приемнике «Беларусь-53» это отношение составляет 0,3, в приемнике «Мир» — 0,05, в приемнике Рига-10 — 0,08. При этом соответственно снижается коэффициент передачи детектора. Для компенсации этого снижения нужно иметь запас усиления в других каскадах приемника.

Коэффициент фильтрации детектора можно снизить, включив на его выходе (между нагрузкой детектора и входом усилителя низкой частоты) фильтр, состоящий из последовательного сопротивления $R_{ф}$ и емкости $C_{ф}$ (рис. 5-17,*а*). Провод с надписью «к каскаду» следует подключать к сетке первой лампы усилителя низкой частоты, а провода, идущие к источнику E_a, следует соответственно подключать к нагрузке детектора. В этом случае коэффициент фильтрации будет $k_{ф} = \frac{C_{ак}}{C}\,\frac{1}{2\pi f_{кр} C_{ф} R_{ф}}$, а коэффициент передачи детектора останется практически без изменения и будет примерно равен $\mu_д$.

В последние годы были разработаны и выпущены в продажу полупроводниковые диоды, обладающие весьма малой обратной проводимостью и позволяющие подводить к ним достаточно большие напряжения, порядка десятков вольт. Они находят все более широкое применение в современных приемниках, так как не требуют питания и весьма долговечны в работе (не выходят из строя, как лампы при перегорании нити накала). Кроме того, они обладают весьма малыми размерами (как у сопротивления типа ВС-0,25) и небольшой собственной емкостью (порядка 1,0 *пф*). Поэтому их весьма удобно применять в малогабаритных приемниках или в приемниках с высокими промежуточными частотами (выше 1,0 *Мгц*). Так как идеализированные характеристики вакуумных и полупроводниковых диодов сходны (рис. 8-3), то все сказанное выше о диодном детекторе справедливо и для полупроводникового детектора. Однако за счет наличия обратной проводимости полупроводниковые детекторы обладают на 10—20% меньшим входным сопротивлением, чем диодные детекторы.

Методику расчета основных параметров схемы линейного диодного детектора можно уяснить из следующих примеров.

Пример 8-1. Определить параметры элементов схемы линейного диодного детектора с лампой типа 6Х6 ($R_i = 250$ *ом*, $C_{ак} = 3{,}4$ *пф*) так, чтобы затухание контура за счет детектора увеличивалось не более чем на 20%. Напряжение к детектору подводится от контура с $R_{0э} = 50$ *ком*. Несущая частота $f = 465$ *кгц*, $m_{макс} = 0{,}9$, $F_{макс} = 7{,}5$ *кгц*, $F_{мин} = 70$ *гц*, $M_в = 1{,}1$.

Выбираем последовательную схему детектора. На основании задания из (5-20) определяем минимальное значение входного сопротивления детектора

$$R_{вх} \geqslant \frac{R_{0э}}{\frac{\delta_э}{\delta} - 1} = \frac{50}{1{,}2 - 1} = 250\ ком.$$

Согласно (8-8) находим сопротивление нагрузки $R = 2R_{вх} = 500$ *ком*.

Из (8-4) получаем предельное значение емкости C при допустимом уровне частотных искажений

$$C \leqslant \frac{1}{6{,}28 \cdot 7{,}5 \cdot 10^3}(2 \cdot 10^{-6} + 2{,}1 \cdot 10^{-4})\sqrt{1{,}1^2 - 1} = 2\,080\ пф.$$

Находим из (8-5) предельное значение емкости C, при котором будут отсутствовать нелинейные искажения:

$$C \leqslant \frac{1{,}5}{6{,}28 \cdot 7{,}5 \cdot 10^3 \cdot 0{,}5 \cdot 10^6} = 64\ пф.$$

Сравнивая полученные результаты, замечаем, что предельное значение емкости из условия отсутствия нелинейных искажений значительно меньше. Поэтому, пользуясь справочниками, выбираем конденсатор емкостью 56 *пф*, что будет в 16 раз больше междуэлектродной емкости диода.

Из (8-7) определяем величину сопротивления утечки сетки усилителя низкой частоты, полагая $R' = R$ и $R'' = 0$,

$$R_1 = \frac{0{,}9 \cdot 0{,}5}{1 - 0{,}9} = 4{,}5\ Мом.$$

Если такое сопротивление с точки зрения нормальной работы лампы усилителя низкой частоты велико, то следует применить автотрансформаторное включение детектора к контуру или разделить нагрузку детектора на две части. Эти мероприятия позволяют уменьшить величину сопротивления R_1, но при этом, конечно, снизится и коэффициент передачи детектора.

Емкость конденсатора C_1 согласно формуле (8-6) должна быть:

$$C_1 \geqslant \frac{5 \cdot 10^{12}}{70 \cdot 4{,}5 \cdot 10^6} = 16\,000\ пф.$$

По справочникам выбираем конденсатор типа МГБ-М, 0,02 *мкф*. Полагая $\mu_д = 0{,}95$, что соответствует практическим данным получим $K_д = \mu_д = 0{,}95$.

Согласно (8-10) коэффициент фильтрации будет $k_ф = \frac{3{,}4}{56} = 0{,}06$, что иногда может быть недостаточным.

Очень часто сопротивление утечки сетки лампы усилителя низкой частоты не должно превышать 0,5 — 1,0 *Мом* (например, для лампы типа 6П6С). Кроме того, если использовать это сопротивление в качестве ручного регулятора громкости, то следует помнить о том, что наибольшая величина переменных сопротивлений, выпускаемых радиозаводами, не превышает $1{,}0 \div 1{,}5$ *Мом*. Поэтому с целью снижения величины сопротивления R_1 рассчитаем параметры детектора, собранного по схеме рис. 8-8.

Пример 8-2. Рассчитать параметры детекторного каскада по схеме рис. 8-8 в соответствии с исходными данными примера 8-1.

Так как параметры контура и допустимое шунтирование его детектором сохраняются, то остаются прежними величина $R = R' + R'' = 500$ *ком*, минимальное значение емкости, обеспечивающее отсутствие частотных искажений, $C \leqslant 2\,080$ *пф* и отсутствие нелинейных искажений $C \leqslant 64$ *пф*.

Выбираем сопротивления $R' = 100$ *ком* и $R'' = 400$ *ком* и задаемся емкостью $C' = 100$ *пф*. Тогда, согласно (8-13) величина емкости C'' должна быть

$$C'' = C - \left(\frac{R'}{R' + R''}\right)^2 C' = 64 - \left(\frac{0{,}1}{0{,}1 + 0{,}4}\right)^2 100 = 60 \text{ пф}.$$

По справочникам выбираем конденсатор емкостью 56 *пф*. Из формулы (8-7) вычисляем

$$R_1 \geqslant \frac{0{,}1}{1 - 0{,}9} \cdot \frac{0{,}9 \cdot 0{,}1 - (1 - 0{,}9)0{,}4}{0{,}1 + 0{,}4} = 0{,}1 \text{ Мом}.$$

Выбираем переменное сопротивление 1,0 *Мом*. Согласно формуле (8-6) находим.

$$C_1 \geqslant \frac{5}{70 \cdot 10^6} = 71\,500 \text{ пф}.$$

Выбираем конденсатор типа МБГМ 0,08 *мкф*. Находим коэффициент фильтрации из формулы (8-11):

$$k_ф = \frac{3{,}4 \cdot 10^{-12}}{10^{-12}\left[56 + \left(\frac{0{,}1}{0{,}1 + 0{,}4}\right)^2 100\right] 6{,}28 \cdot 4{,}65 \cdot 10^5 \cdot 100 \cdot 10^{-12} \cdot 10^5} = 0{,}002,$$

что вполне достаточно. Полагая $\mu_д = 0{,}95$, из формулы (8-12) определяем.

$$K_д = 0{,}95 \frac{0{,}1}{0{,}1 + 0{,}4} = 0{,}19.$$

Таким образом, все элементы схемы рассчитаны и величина R_1 не превышает 1,0 *Мом*, что допустимо для сопротивлений утечки сетки усилителей низкой частоты. Снижение коэффициента передачи детектора до 0,19 в приемниках 1-го и 2-го классов обычно не имеет существенного значения, так как они обладают достаточным усилением до и после детектора.

8-3. ДЕТЕКТОРЫ С ТРЕХЭЛЕКТРОДНЫМИ ЛАМПАМИ

1. **Анодный детектор.** Схема анодного детектора приведена на рис. 8-10,*а*. Детектирование осуществляется в анодной цепи лампы, рабочая точка которой выбирается на нижнем сгибе характеристики. Детекторный эффект проявляется в приращении среднего значения выпрямленного анодного тока при увеличении амплитуды высокочастотного напряжения на сетке.

Так как рабочая точка лампы *Б* находится в области малых значений крутизны характеристики лампы, то и уси-

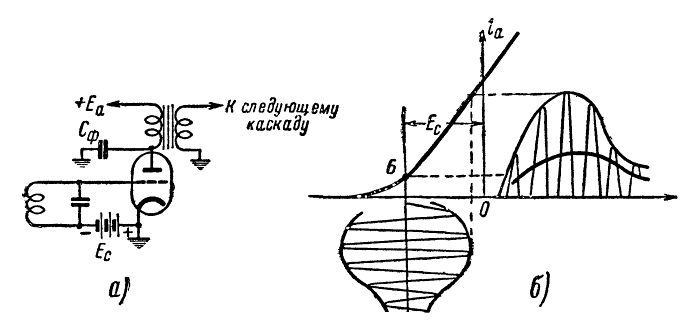


Рис. 8-10. Принципиальная схема анодного детектора (*а*) и диаграмма его работы (*б*).

лительные свойства анодного детектора невелики. Обычно для анодного детектора коэффициент передачи равен 3—5.

Недостатком анодного детектора является то, что при детектировании малых напряжений он является квадратичным, т. е. приращение выходного низкочастотного напряжения оказывается у него примерно пропорциональным квадрату изменения амплитуды детектируемого сигнала, и поэтому вносимые им нелинейные искажения велики. Объясняется это тем, что работа детектора при малых входных напряжениях происходит в пределах сильно криволинейного участка характеристики лампы.

Следует отметить, что в анодном детекторе приращение анодного тока лампы находится в фазе с изменением огибающей детектируемого напряжения (рис. 8-10,*б*).

Достоинствами анодного детектора являются высокое входное сопротивление (нет сеточных токов) и возможность детектирования больших напряжений. Однако если несущая детектируемого напряжения будет больше половины напряжения смещения в исходной точке (E_{c0}), то появятся

сеточные токи, которые сильно уменьшат входное сопротивление детектора и увеличат искажения сигнала.

Конденсатор $C_ф$ подбирается так, чтобы он отфильтровывал высокочастотную составляющую анодного тока и не допускал ее прохождения в дальнейшие низкочастотные цепи приемника. Но для низкочастотных токов его сопротивление должно быть большим, чтобы он не вызывал больших частотных искажений. Практически его емкость берут равной 100—200 *пф*.

2. **Сеточный детектор.** В сеточном детекторе, схема которого изображена на рис. 8-11,*а*, участок лампы сетка — ка-

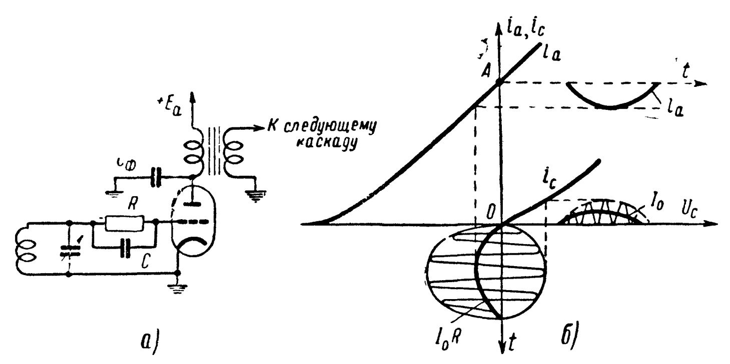


Рис. 8-11. Принципиальная схема сеточного детектора (*а*) и диаграмма его работы (*б*).

тод работает как диодный детектор с нагрузкой R и C. На нагрузочном сопротивлении R создается переменное напряжение низкой (модулирующей) частоты, равное RI_0, где I_0— среднее значение тока в цепи сетка—катод (рис. 8-11,*б*).

Это напряжение полностью приложено между сеткой и катодом лампы, так как для токов низкой частоты сопротивление контура ничтожно, и усиливается в анодной цепи лампы. Фаза напряжения низкой частоты на сетке лампы сдвинута на 180° по отношению к фазе огибающей детектируемого напряжения. Последнее очевидно из рис. 8-10,*б*.

Триодная часть лампы в сеточном детекторе работает как усилитель напряжения низкой частоты с рабочей точкой A на анодной характеристике лампы.

Благодаря наличию усиления продетектированного (низкочастотного) напряжения в триодной части лампы коэффициент передачи напряжения сеточного детектора обычно бывает равен 20—25, что и является его преимуществом перед другими схемами детекторов.

Недостатком сеточного детектора является то, что из-за увеличения постоянной составляющей детектированного напряжения с повышением амплитуды детектируемого напряжения рабочая точка триодной части лампы смещается влево, к нижнему изгибу ее характеристики. Это приводит к возникновению анодного детектирования, противодействующего сеточному детектированию, ухудшению усилительных свойств лампы и появлению нелинейных искажений. Поэтому сеточный детектор выгодно применять лишь для детектирования сигналов с малыми амплитудами.

При работе с малыми входными напряжениями нельзя не считаться с криволинейностью характеристики сеточного тока, форму которой в первом приближении можно считать параболической. В отличие от детектирования больших колебаний среднее значение выпрямленного тока в этом случае пропорционально не первой, а второй степени амплитуды входного высокочастотного напряжения. Поэтому детектор, работающий в режиме малых входных напряжений, часто называют квадратичным. Анализ работы квадратичного детектора показывает, что минимальное значение коэффициента гармоник у него определяется формулой

$$k_г = 0{,}25m,$$

где m — коэффициент модуляции. Для высококачественной передачи музыки максимальное значение $k_г$ не должно превышать 5%; при передаче речи можно допускать $k_г$ до 10—12%. Следовательно, квадратичный детектор в первом случае позволяет иметь максимальное значение коэффициента модуляции 20% и во втором 40—50%. При этом режим работы радиопередатчика будет весьма невыгодным, а динамический диапазон передаваемых сигналов сильно суженным.

Кроме того, квадратичный детектор обладает очень малым входным сопротивлением, примерно равным его внутреннему сопротивлению в рабочей точке, что приводит к сильному шунтированию контура, подводящего напряжение к детектору. Из-за указанных недостатков в современных приемниках режим квадратичного детектирования используется лишь в специальных случаях.

Конденсатор $C_ф$ служит для тех же целей, что и в схеме анодного детектора.

Сеточный детектор широко применяется в регенеративных и сверхрегенеративных приемниках, в которых уровень

искажений сигнала значителен, а число ламп обычно не превышает 2. Поэтому в них важно иметь наибольшее усиление сигналов каждым каскадом, в том числе и детектором.

3. **Катодный детектор.** Схема катодного детектора приведена на рис. 8-12. Нагрузка детектора включена в катод-

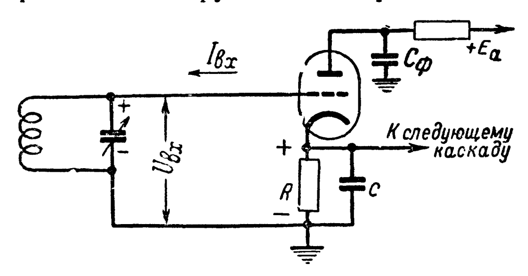


Рис. 8-12. Принципиальная схема катодного детектора.

ную цепь лампы. Характерными для катодного детектора являются следующие особенности.

В нем выходное низкочастотное напряжение из-за включения нагрузочного сопротивления в цепь катода подается обратно на вход лампы. По фазе это напряжение оказывается сдвинутым на 180° по отношению к фазе огибающей детектируемого напряжения, т. е. как бы противодействует изменениям амплитуды входного сигнала. Это значительно уменьшает искажения при детектировании, но делает коэффициент передачи детектора меньше единицы.

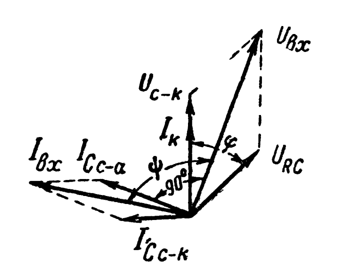


Рис. 8-13. Векторная диаграмма катодного детектора.

Если конденсатор C взят небольшим, то в схеме образуется положительная обратная связь по токам высокой частоты детектируемого напряжения.

Появление положительной обратной связи для токов несущей частоты можно пояснить, построив векторную диаграмму катодного детектора. Она изображена на рис. 8-13. За исходное положение при построении диаграммы взят вектор напряжения $U_{c\text{-}к}$, т. е. высокочастотное напряжение, приложенное непосредственно между сеткой и катодом лампы. Так как внутреннее сопротивление лампы активно и обычно много больше сопротивления нагрузки RC,

то можно считать, что катодный ток лампы $I_к$ совпадает по фазе с напряжением $U_{с\text{-}к}$. Этот ток, протекая по нагрузке RC, создает на ней падение напряжения U_{RC}, которое отстает от тока $I_к$ на угол φ. Из схемы рис. 8-12 видно, что входное напряжение детектора $U_{вх}$ есть сумма напряжений $U_{с\text{-}к}$ и U_{RC}. Входной ток лампы, дойдя до сетки, разветвляется на две составляющие: через емкость $C_{с\text{-}к}$ и через емкость $C_{с\text{-}а}$. Ток $I_{Cс\text{-}к}$ создается напряжением $U_{с\text{-}к}$ и как емкостной опережает создающее его напряжение на 90°. Ток $I_{Cс\text{-}а}$ создается входным напряжением лампы и также опережает его на 90°. Сложив токи $I_{Cс\text{-}к}$ и $I_{Cс\text{-}а}$, получим входной ток детектора, который опережает входное напряжение детектора на угол $\psi > 90°$. Следовательно, активная составляющая входного тока детектора находится в противофазе с входным напряжением, а это означает, что активная составляющая входного сопротивления каскада отрицательна. На основании этого можно говорить о том, что за счет емкости $C_{с\text{-}к}$ с выхода каскада вносится энергия на его вход, способствующая росту энергии (отрицательное активное входное сопротивление) на входе, а последнее и характерно для положительной обратной связи.

Достоинством катодного детектора является то, что он не нагружает свой входной контур, а наоборот, вследствие положительной обратной связи вносит в него отрицательное сопротивление и улучшает его добротность. Если положительная обратная связь будет очень сильной, то это может привести к самовозбуждению в предыдущем каскаде. Вторым преимуществом катодного детектора является то, что благодаря сильной реакции выходного напряжения на вход каскада он может работать без больших искажений при входных напряжениях до 0,5 E_a.

Катодный детектор имеет применение в импульсных приемниках и измерительных установках.

Все три типа детекторов, рассмотренных в данном параграфе, обладают большим уровнем нелинейных искажений, чем линейный диодный детектор.

8-4. ДЕТЕКТИРОВАНИЕ ИМПУЛЬСНЫХ РАДИОСИГНАЛОВ

При приеме телеграфных и радиолокационных сигналов на вход приемника и вход детектора подводятся импульсы высокочастотных колебаний, которые принято называть

радиоимпульсами (рис. 8-14,*а*). Длительность импульсов радиолокационных сигналов составляет 0,2—10 *мксек,* а длительность точки телеграфного сигнала колеблется от 1,0 до 10 *мсек.*

Нагрузкой детектора обычно является цепочка из параллельно соединенных активного сопротивления и емкости (рис. 8-4,*а*, 8-8, 8-11). Напряжение на емкости не может нарасти мгновенно до своего установившегося значения в момент начала действия радиоимпульса (во время его переднего фронта) и не может мгновенно снизиться до нуля в момент окончания действия импульса (во время его заднего фронта). Поэтому принято говорить о том, что за счет инерционности нагрузки детектора происходит искажение (растягивание во времени) фронтов детектируемого радиоимпульса. Чем больше инерционность нагрузки детектора, определяющаяся ее постоянной времени RC, тем медленнее нарастает и спадает напряжение на нагрузке детектора во время переднего и заднего фронтов импульса. Это и изображено на рис. 8-14,*б*, *в* и *г*.

Рис. 8-14. Зависимость формы выходного импульса детектора от постоянной времени нагрузки при прямоугольном входном импульсе.
б — при $RC \ll \tau$; *в* — при $RC \approx 0{,}5\tau$; *г* — при $RC \gg \tau$.

Известно, что заряд и разряд конденсатора, включенного в цепь с активным сопротивлением и источником постоянного напряжения, происходят по экспоненте. Поэтому фронты импульса на нагрузке детектора будут близкими к экспоненциальным. Если считать заряд конденсатора практически оконченным при достижении напряжения на нем 0,9 от заряжающего, а разряд оконченным, когда напряжение на конденсаторе составляет 0,1 от его первоначальной величины, то на это потребуется время, равное 2,2 RC. Это время и можно считать за длительность фронтов импульса на нагрузке детектора.

В диодном детекторе, наиболее часто применяющемся в импульсных и телеграфных приемниках, согласно схеме

рис. 8-4,*в* и 8-8 заряд конденсатора происходит через сопротивление $R_{iд}$ в течение длительности импульса тока диода, а разряд на сопротивление R в промежутках между импульсами тока диода и по окончании действия радиоимпульса. Следовательно, длительность переднего фронта импульса напряжения на нагрузке детектора будет близка к величине $2{,}2R_{iд}C$, а заднего к величине $2{,}2RC$. Так как в реальных детекторах $R \gg R_{iд}$, то задний фронт импульса на нагрузке получается длиннее переднего. Практически считают импульс прямоугольным, если длительность фронтов не превышает $0{,}2 \div 0{,}25$ длительности импульса τ. Поэтому, полагая $(0{,}2 \div 0{,}25)\ \tau = 2{,}2RC$, можно получить следующую простую формулу для расчета параметров нагрузки детектора импульсных сигналов:

$$RC \leqslant 0{,}1\tau. \tag{8-15}$$

Полярность выходного импульса определяется способом включения диода и выбором точки заземления схемы. Так, если в схеме рис. 8-4,*а* заземлить нижний конец нагрузочного сопротивления, то выходной импульс будет положительным. Если поменять местами включение анода и катода диода, то выходной импульс станет отрицательным.

Пример 8-3. Выбрать параметры нагрузки детектора радиотелеграфного приемника, если наименьшая длительность точки равна 1,0 *мсек*.

Задаваясь величиной емкости конденсатора C в 56 *пф*, получим из (8-15) $R \leqslant \frac{0{,}1 \cdot 10^{-3}}{56 \cdot 10^{-12}} = 1{,}8$ *Мом*. Следовательно, параметры схемы детектора, рассчитанные в примерах 8-1 и 8-2, обеспечат нормальную работу детектора в телеграфном приемнике. Если принять длительность импульса радиолокационного сигнала равной 1 *мксек*, то $R \leqslant \frac{0{,}1 \cdot 10^{-6}}{56 \cdot 10^{-12}} = 1{,}8$ *ком*, что в 288 раз меньше, чем было в примерах 8-1 и 8-2.

Таким образом, чем короче длительность принимаемых импульсных сигналов, тем меньше должно быть нагрузочное сопротивление детектора. Анализ работы детектора в импульсном режиме показывает, что величина коэффициента передачи детектора может значительно уменьшаться при малых нагрузочных сопротивлениях. На рис. 8-15 приведена зависимость $K_д$ от отношения $\frac{R}{R_i}$.

Во многих случаях практики на вход детектора приемника может одновременно подводиться два и больше напряжений различных сигналов. Это происходит либо вследствие плохой избирательности высокочастотных цепей приемника или в случае применения специальных схем детектирования. Поэтому необходимо знать особенности такого режима работы детектора. Сначала рассмотрим более простой и часто встречающийся в практике случай, когда на

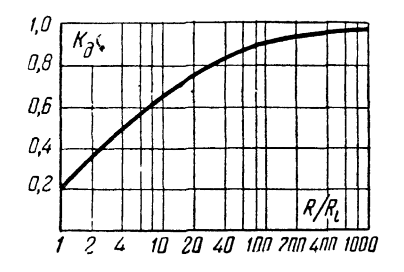


Рис. 8-15. Зависимость коэффициента передачи детектора от отношения R/R_i.

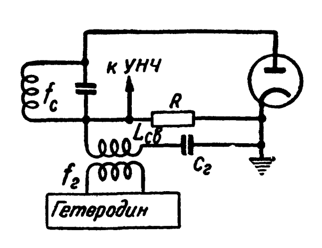


Рис. 8-16. Принципиальная схема гетеродинного детектора.

вход детектора кроме напряжения немодулированного полезного сигнала с амплитудой U_{mc} и частотой f_c подается еще напряжение от местного гетеродина с амплитудой $U_{mг}$ и частотой $f_г$. Такой детектор, используемый при приеме на слух телеграфных сигналов, принято называть гетеродинным.

1. Гетеродинный детектор. Схема диодного гетеродинного детектора приведена на рис. 8-16. В этой схеме цепочка $L_{св}C_2$ подбирается так, чтобы на частоте сигнала она имела емкостное реактивное сопротивление, обеспечивающее отсутствие частотных и нелинейных искажений $\left[X_c = \frac{1}{2\pi f_c C}\right.$, где C — меньшее значение емкости из (8-5) или (8-4)$\left.\right]$.

Рассмотрим процессы, происходящие в гетеродинном детекторе. Так как всегда выполняется неравенство $U_{mг} > > U_{mc}$, то суммарное напряжение, которое подводится к диоду гетеродинного детектора, можно представить векторной диаграммой, изображенной на рис. 8-17.

Обычно на векторной диаграмме изображают векторы токов и напряжений, имеющих одинаковые частоты. В рассматриваемом случае частоты напряжений сигнала и гетеродина различны. Поэтому, если за основу построения диаграммы взять вектор $U_{mг}$ и полагать его неподвижным, вектор U_{mc} представится на диаграмме вращающимся вокруг своего начала с круговой частотой $\omega_г - \omega_c$. Следовательно, конец вектора результирующего напряжения будет скользить по окружности, описанной из конца вектора напряжения гетеродина радиусом, равным вектору напряжения сигнала. Из рис. 8-17 следует, что амплитуда результирующего напряжения превышает амплитуду напряжения гетеродина в течение времени, соответствующего движению конца вектора U_{mc} вдоль дуги *АДЕ*, и меньше ее в течение времени, пока конец вектора U_{mc} движется вдоль дуги *ЕЖА*. Так как первая дуга больше второй, то огибающая изменения результирующего напряжения не синусоидальна, и представляет кривую биений, для которой время положительного полупериода $t_{пол}$ всегда больше времени отрицательного полупериода $t_{отр}$. Если $U_{mг} = U_{mc}$, то кривая биений, а следовательно и огибающая результирующего напряжения, может быть представлена рис. 8-18,*а*, а при $U_{mг} = 2U_{mc}$ — рис. 8-18,*б*. Но чем меньше отношение $\frac{U_{mc}}{U_{mг}}$, тем ближе будет кривая биений к синусоиде.

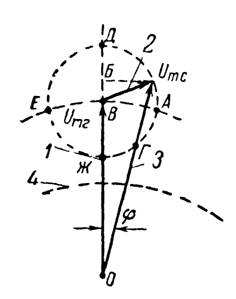


Рис. 8-17. Векторная диаграмма гетеродинного детектора.

1 — вектор напряжения гетеродина, 2 — вектор напряжения сигнала, 3 — вектор результирующего напряжения.

Если $U_{mг} \gg 2U_{mc}$, то с небольшой погрешностью модуль вектора результирующего напряжения можно заменить отрезком *ОБ*. На основании этого действующее напряжение на входе детектора можно выразить соотношением

$$U_{1д} \approx \left[1 + \frac{U_{mc}}{U_{mг}} \cos(\omega_г - \omega_c) t\right] U_{mг} \sin \omega_г t.$$

Из него следует, что действующее напряжение на входе детектора представляет собой напряжение гетеродина, как

бы модулированное по амплитуде с частотой модуляции $F = f_г - f_c$ и коэффициентом модуляции

$$m = \frac{U_{mc}}{U_{mг}}. \tag{8-16}$$

В результате детектирования этого напряжения на нагрузке детектора создается напряжение с частотой $F = f_г - f_c$ и амплитудой, пропорциональной m, т. е. амплитуде сигнала.

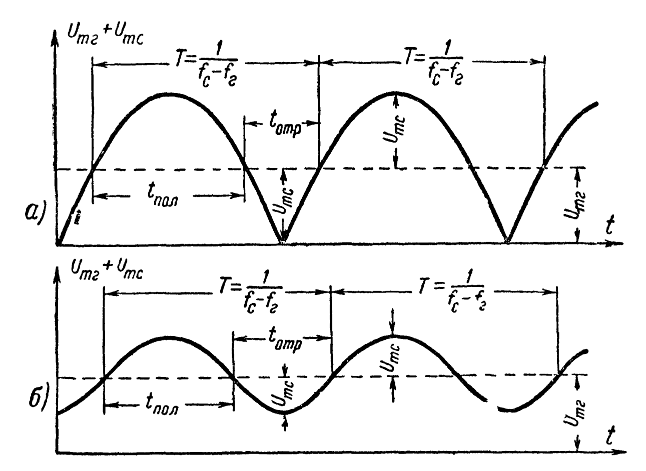


Рис. 8-18 Форма кривой биений

а — при равных амплитудах обоих напряжений, *б* — при отношении амплитуд напряжений 2 1

Вследствие несинусоидальности кривой биений на выходе детектора, кроме напряжения с частотой F, имеются еще напряжения с частотами $2F$, $3F$, $4F$ и т. д. Их амплитуды тем меньше, чем меньше отношение $\frac{U_{mc}}{U_{mг}}$. При $U_{mг} > 3U_{mc}$ с этими добавочными напряжениями практически можно не считаться.

Мысленно представим, что конец вектора результирующего напряжения движется по окружности, описанной вектором U_{mc}. При таком движении, кроме изменения длины вектора, он будет еще совершать колебательное движение с центром в точке O. Изменение амплитуды результирующего вектора указывает на наличие амплитудной модуляции результирующего напряжения, а качание вектора отно-

сительно вектора $U_{mг}$ характеризует модуляцию результирующего напряжения по частоте. При $U_{mг} > 2U_{mc}$ угол φ можно с небольшой погрешностью определить из соотношения $\operatorname{tg} \varphi \approx \frac{AB}{OB} = \frac{U_{mc}}{U_{mг}} \sin(\omega_г - \omega_c) t$ или, заменяя тангенс его аргументом, что допустимо при $\operatorname{tg} \varphi < 0{,}5$, получим:

$$\varphi \approx \frac{U_{mc}}{U_{mг}} \sin(\omega_г - \omega_c) t. \qquad (8\text{-}17)$$

Таким образом, результирующее напряжение на входе гетеродинного детектора в первом приближении можно считать модулированным по амплитуде с коэффициентом модуляции $m = \frac{U_{mc}}{U_{mг}}$ и по частоте с индексом модуляции

$$\psi = \frac{U_{mc}}{U_{mг}}. \qquad (8\text{-}18)$$

В большинстве случаев телеграфные радиопередатчики не имеют тональной модуляции, т. е. модуляции передаваемых телеграфных сигналов напряжением звуковой частоты. При приеме таких сигналов на обычный приемник на выходе его детектора создаются импульсы тока, соответствующие по длительности передаваемым телеграфным сигналам (точки или тире). Полоса пропускания усилителя низкой частоты обычных приемников невелика, поэтому такое импульсное напряжение не сможет пройти с выхода детектора на выход всего приемника и будет прослушиваться в телефонах как щелчки, соответствующие фронтам точек и тире. Прием на слух в этом случае окажется весьма затруднителен, особенно при быстрой передаче. Поэтому почти все приемники телеграфных сигналов снабжаются гетеродинным детектором. На выходе такого приемника будет слышен чистый тон частоты F в те моменты времени, когда принимаются телеграфные сигналы. Частоту F обычно выбирают равной 800—1 000 *гц*, так как эти частоты соответствуют наибольшей чувствительности уха человека. За счет этого опытные операторы способны уверенно принимать телеграфные сигналы даже при действующем напряжении помех, превышающем амплитуду сигнала в 1,5—2 раза.

В большинстве радиотелеграфных приемников частоту гетеродина детектора, называемого часто вторым гетеродином супергетеродинного приемника, делают переменной, выводя ручку его настройки на переднюю панель приемника.

В этом случае оператор может наивыгоднейшим образом выбрать частоту биений.

Чтобы не усложнять схему нагрузки детектора подключением катушки связи, как это сделано на рис. 8-16, напряжение от второго гетеродина часто подводят на сетку последнего каскада усилителя промежуточной частоты через небольшую емкость 1—3 *пф*.

2. **Детектирование двух модулированных напряжений.** При плохой избирательности радиоприемника на вход детектора одновременно могут попадать сигналы двух передатчиков, если их несущие частоты близки. Такой режим работы детектора детально исследован В. И. Сифоровым. Результаты его работы показывают, что в этом случае коэффициент передачи детектора будет неодинаков для каждого из сигналов. В случае безынерционного детектора для сигнала с большей амплитудой $K_д$ сохраняется тем же, каким он был бы в случае детектирования одного этого сигнала. Для сигнала с меньшей амплитудой $K_д$ как бы становится меньше в

$$B = 2\frac{m_2 U_{m2}}{m_1 U_{m1}} \qquad (8\text{-}19)$$

раз. Здесь m_1, U_{m1}, m_2 и U_{m2} — соответственно коэффициенты модуляции и амплитуды первого и второго сигналов. Так, при $m_1 = m_2$ и $U_{m1} = 0{,}2U_{m2}$ $B = 10$, т. е. отношение напряжений большего сигнала к меньшему за счет детектора на его выходе возрастает в 10 раз. Следовательно, детектор как бы ослабляет меньший из детектируемых сигналов или, как говорят, подавляет слабый сигнал. В случае большого мешающего сигнала он может ослаблять полезный сигнал. Поэтому необходимо добиваться такой избирательности в высокочастотных цепях приемника, при которой мешающие сигналы были бы по амплитуде всегда меньше полезных сигналов. При выполнении такого условия детектор всегда будет способствовать повышению избирательности приемника в B раз.

Физическую картину подавления слабого сигнала в детекторе можно представить так. Если оба сигнала не модулированы, то результирующее напряжение на входе детектора при действии двух сигналов согласно предыдущему можно считать как большее напряжение, промодулированное по амплитуде и частоте. Так как детектор на изменения несущей частоты практически не отзывается, то частотная модуляция не скажется на выходном напряжении детектора.

Вследствие амплитудной модуляции сигнала на выходе детектора появится напряжение с разностной частотой $f = f_{c1} - f_{c2}$. Для радиовещательных приемников разностная частота может быть равной 9, 18, 27 *кгц* и т. д., так как несущие частоты радиовещательных передатчиков отличаются друг от друга на числа, кратные 9 *кгц*. Поэтому при максимальной частоте полосы пропускания усилителя низкой частоты в 5—6 *кгц*, сигнал с разностной частотой будет сильно ослаблен и слышен будет тихо.

При наличии модуляции сигналов амплитуда результирующего напряжения изменяется не только с частотой $f = f_{c1} - f_{c2}$, но и по законам модуляции каждого из сигналов. В результате этого на выходе детектора появятся низкочастотные напряжения с частотами каждого из сигналов, а на выходе приемника будут прослушиваться сигналы обеих станций.

Допустим, что амплитуда первого сигнала значительно меньше амплитуды второго сигнала и модуляцию имеет только первый сигнал. В этом случае амплитуда суммарного напряжения меняется не только в соответствии с кривой биений (рис. 8-18,*б*), но и в соответствии с изменением амплитуды первого сигнала. Иначе говоря, размах кривой биений оказывается пропорциональным удвоенной амплитуде первого сигнала и изменяется с частотой его модуляции. Так как амплитуда второго сигнала велика, то эти изменения размаха кривой биений происходят в пределах линейной части характеристики детектора, что и изображено на рис. 8-19. Здесь кривая *1* изображает закон модуляции первого сигнала; кривая *2* — огибающую кривой биения с учетом модуляции первого сигнала; кривая *3* — огибающую импульсов анодного тока диода; кривая *4* — изменения среднего значения амплитуд импульсов анодного тока за период биений; кривая *5* — высокочастотное заполнение результирующего сигнала; кривая *6* — изменение среднего значения тока за период кривой биений. Из рисунка видно, что появление переменной составляющей тока с частотой модуляции первого сигнала (кривые *4* и *6*) обязано только несимметричности кривой биений *2*. При симметричной кривой биения *2* кривая *3* была бы тоже симметричной. Следовательно, среднее значение тока диода за различные периоды кривой биения *3* было бы одинаковым независимо от амплитуды первого сигнала. Благодаря этому на выходе детектора модулирующего напряжения первого сигнала не было бы.

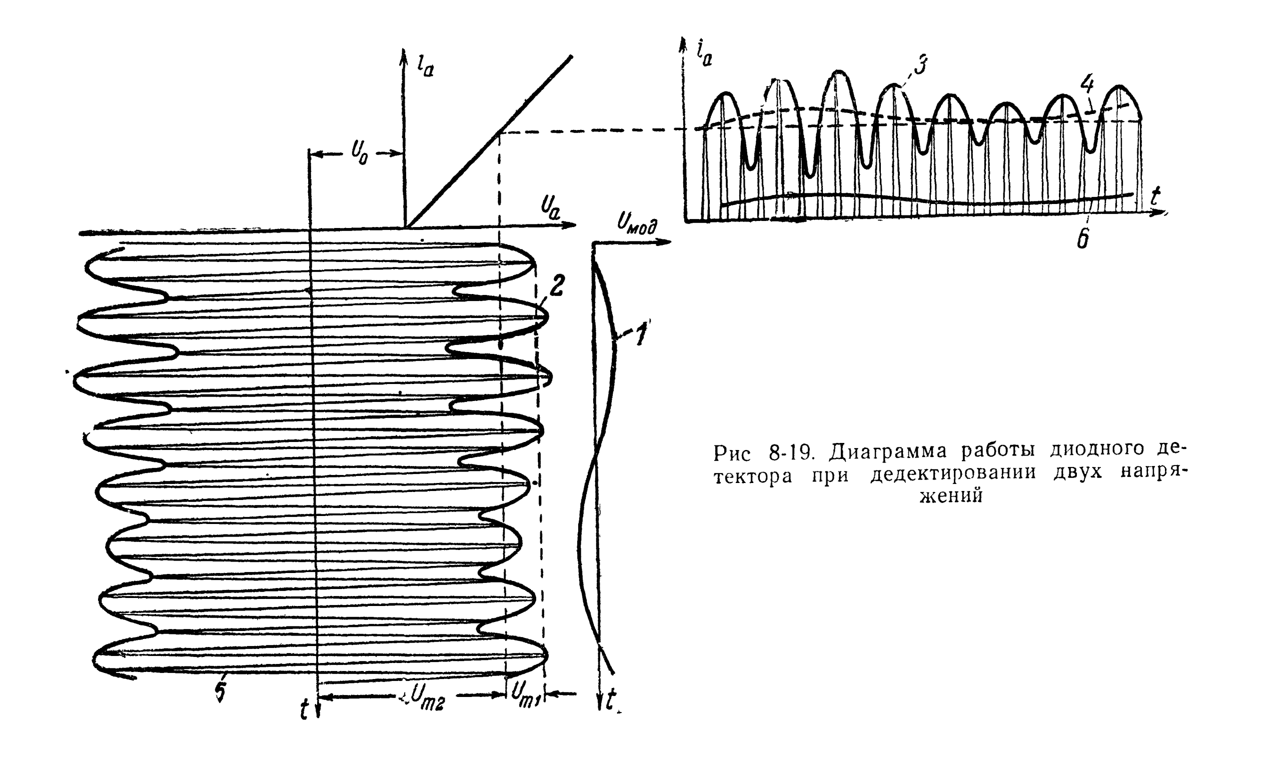


Рис 8-19. Диаграмма работы диодного детектора при детектировании двух напряжений

Резюмируя, можно сказать, что при одновременном детектировании двух сигналов с разными амплитудами и неодинаковыми несущими частотами модулирующее напряжение меньшего сигнала на выходе детектора появляется только за счет несимметричности кривой биения. Кривая биения становится более симметричной при увеличении разницы амплитуд сигналов. Поэтому чем больше превышение одного сигнала над другим, тем резче будет подавляться в детекторе слабый сигнал сильным.

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ ДЛЯ ПОВТОРЕНИЯ

1. Каково назначение детектора в радиоприемнике? В чем заключается физическая сущность работы детектора?

2 Какими основными параметрами характеризуются детекторные каскады?

3 Каковы основные схемы ламповых детекторов? Дайте сравнительную оценку различных детекторов.

4. В чем заключаются различия и сходства в работе вакуумного и полупроводникового диодных детекторов?

5 Какой детектор называется идеальным?

6. Как протекают основные процессы в реальном диодном детекторе?

7 Какова причина частотных искажений в диодном детекторе? Меры их снижения.

8. Каковы причины нелинейных искажений в диодном детекторе и пути их уменьшения?

9. Почему нельзя непосредственно подключать сетку лампы первого каскада усилителя низкой частоты к нагрузочному сопротивлению диодного детектора?

10 Какими способами можно снизить шунтирующее действие входного сопротивления детектора на питающий его контур?

11. Какими способами можно уменьшить коэффициент фильтрации в диодном детекторе?

12. Каков порядок расчета диодного детектора?

13. Какова сущность физических процессов в сеточном, анодном и катодном детекторах?

14. Из каких условий выбираются элементы нагрузки импульсного диодного детектора?

15 Каковы особенности работы детектора при подведении к нему двух немодулированных сигналов с различными несущими частотами?

16 Для решения каких задач применяются гетеродинные детекторы? Принцип их работы?

17. Каковы особенности одновременного детектирования двух модулированных сигналов с разными амплитудами и несущими частотами?

ЗАДАЧИ

1. Каковы были бы параметры диодного детектора, рассчитанного по исходным данным примера 8-1, если бы $R_{0э}$ контура было 35 *ком*?

Ответ: $R = 350$ *ком*, $C = 91$ *пф*; $R_1 = 3,2$ *Мом*. $C_1 = 11\,000$ *пф*; $k_ф = 0,042$; $K_д = 0,95$.

2. Каков был бы коэффициент фильтрации детектора, рассчитанного в примере 8-1, при включении на его выходе фильтра с $R_ф = 50$ *ком* и $C_ф = 50$ *пф*?

Ответ: 0,0083.

3. Какова должна быть величина коэффициента неполного включения детектора к контуру, если величина R_1 должна быть равна 1,0 *Мом*? Остальные исходные данные соответствуют примеру 8-1.

Ответ: 0,47.

4. Какова должна быть величина нагрузочного сопротивления детектора импульсных сигналов, если $C = 30$ *пф* и $\tau = 1,5$ *мксек*? Каков будет коэффициент передачи напряжения для такого детектора при использовании лампы типа 6Х6?

Ответ: $R = 5$ *ком*; $K_д = 0,74$.

5. На вход безынерционного диодного детектора подводится напряжение полезного сигнала с $U_{mc} = 10$ *в* и $m_c = 0,4$ и напряжение мешающего сигнала с $U_{mn} = 2,5$ *в* и $m_n = 0,4$.

Каково будет напряжение сигнала и помехи на выходе детектора, если его параметры соответствуют примеру 8-2.

Ответ. $U_c = 0,76$ *в*; $U_п = 0,024$ *в*.

ГЛАВА ДЕВЯТАЯ

ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ЧАСТОТЫ

9-1. НАЗНАЧЕНИЕ, ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ И ПРИНЦИП РАБОТЫ

На основании материалов предыдущих глав можно произвести количественную оценку избирательных и усилительных свойств приемников прямого усиления.

Избирательность приемника прямого усиления в основном определяется количеством и качеством контуров, применяющихся в его высокочастотных каскадах. Этими каскадами обычно являются резонансные усилители. Форма их резонансной кривой, определяющаяся величиной коэффициента прямоугольности, зависит от числа каскадов и не зависит от других параметров.

Полоса пропускания многокаскадного резонансного усилителя при увеличении числа каскадов сужается, а коэффициент прямоугольности его резонансной кривой уменьшается в соответствии с формулами (5-25) и (6-1) и данными табл. 5-3 и 6-1. Поэтому если оценивать избирательные свойства такого усилителя полосой пропускания и

величиной K_{n10}, то можно говорить, что чем у́же полоса пропускания и больше число каскадов, тем лучше избирательность усилителя, а следовательно и приемника прямого усиления. Но данные табл. 5-3 и 6-1 показывают, что при увеличении числа каскадов более четырех существенного сужения полосы пропускания и уменьшения коэффициента прямоугольности практически получить не удается Для учета действия контура входной цепи коэффициенты γ и K_n следует брать из столбцов таблиц, для которых n на единицу больше числа каскадов усилителя. Следовательно, достигнуть существенного сужения полосы пропускания и резонансной кривой усилителя за счет увеличения числа каскадов практически не всегда возможно. Вторым путем сужения полосы пропускания усилителя и повышения его избирательности является повышение добротности контуров [см. (4-12)] С учетом (4-12) формулу (5-25) можно переписать так:

$$\Delta F_{ус} = \frac{\gamma_{n+1}}{Q_э} f_0. \qquad (9\text{-}1)$$

Следовательно, в конечном итоге полоса пропускания и избирательность усилителя высокой частоты будут зависеть от числа каскадов, эквивалентной добротности их контуров и рабочей частоты

Данные опыта показывают, что эквивалентная добротность контура усилителя высокой частоты современных радиоприемников не превышает 50 — 100. Если положить число каскадов усилителя высокой частоты равным четырем, а эквивалентную добротность контуров равной 75, то согласно формуле (9-1) полоса пропускания такого усилителя будет $\Delta F_{ус} = 0{,}0052\, f_0$.

Полоса пропускания радиовещательных приемников не должна превышать 6 — 10 *кгц*. Достигнуть этого в приемнике прямого усиления с четырехкаскадным усилителем высокой частоты, рассмотренным выше, можно лишь при рабочих частотах ниже 1,2 ÷ 2,0 *Мгц*, т. е. в диапазонах длинных и средних волн. Нетрудно подсчитать, что в коротковолновом диапазоне полоса пропускания приемника с рассмотренным усилителем высокой частоты изменялась бы от 21 *кгц* (при $\lambda = 75$ *м*) до 120 *кгц* (при $\lambda = 13$ *м*) Радиовещательный приемник прямого усиления с таким усилителем выской частоты принимал бы на коротких волнах сразу по 3 — 20 станций, так как несущие частоты различных радиовещательных передатчиков отличаются лишь на 9 *кгц*.

Следовательно, полоса пропускания приемника прямого усиления не может быть постоянной по диапазону частот. Кроме того, как следует из формул (5-18) и (5-19), коэффициент усиления каскада резонансного усилителя меняется по диапазону. Поэтому чувствительность и избирательность приемника прямого усиления существенно зависят от частоты его настройки.

Из сказанного можно сделать первый вывод: *радиовещательный приемник прямого усиления может обеспечить необходимую избирательность лишь в диапазоне длинных и средних волн.*

В предыдущей главе было показано, что для нормальной работы на вход детектора необходимо подавать напряжение более 3 *в* Чувствительность радиовещательных приемников первого класса на коротких волнах должна быть не ниже 50 *мкв*. Следовательно, в таком приемнике прямого усиления коэффициент усиления усилителя высокой частоты должен быть не менее 60 тыс. Наибольшее усиление одного каскада резонансного усилителя не может превышать величины $K_{0\,уст}$, определяемой формулой (5-21). Для лампы типа 6К3, обладающей наибольшим $K_{0\,уст}$, его величина на частоте 23 *Мгц* составляет 28. Однако практически на коротких волнах в радиовещательных приемниках трудно получить эквивалентное сопротивление контуров усилителя высокой частоты более 5 — 10 *ком*, что при лампе типа 6К3 обеспечит коэффициент усиления на каскад не более 10 — 20. Поэтому, чтобы получить необходимый коэффициент усиления 60 тыс. в усилителе высокой частоты, потребовалось бы иметь четыре-пять каскадов.

Из сказанного можно сделать второй вывод: *радиовещательный приемник прямого усиления с коротковолновым диапазоном для обеспечения требующейся чувствительности должен иметь не менее четырех-пяти каскадов в усилителе высокой частоты* (на частоте 50 *Мгц* — прием телевидения — не менее 6—8)*.

У резонансного усилителя форма резонансной кривой далека от прямоугольника, почему *в приемнике прямого усиления более трудно разрешается противоречие между стремлением получить высокую избирательность и малые частотные искажения,* что и является его третьим недостатком.

---

* Здесь не учитывается возможность применения регенеративных каскадов, весьма сложных в эксплуатации (см подробнее гл 11)

Перечисленные недостатки приемников прямого усиления отсутствуют у супергетеродинных приемников, в которых основное усиление и избирательность осуществляются по промежуточной частоте, как правило, меньшей, чем несущая частота сигнала. Современные супергетеродинные приемники второго и третьего классов, имеющие четыре-шесть ламп, обеспечивают требующиеся от них чувствительность и избирательность не только в диапазонах длинных и средних волн, но и в диапазоне коротких и даже метровых волн.

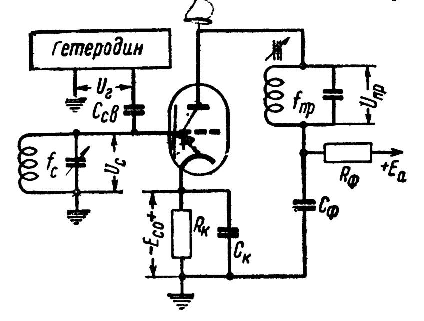


Рис. 9-1. Схема простейшего преобразователя частоты.

В супергетеродинных приемниках несущая частота сигнала любой принимаемой радиостанции преобразуется в другую высокую частоту, постоянную для данного приемника, которую принято называть промежуточной.

Преобразование частоты выполняется специальными преобразовательными каскадами. Характерной особенностью преобразователя частоты является то, что ко входу его лампы подводятся два высокочастотных напряжения: напряжение сигнала с амплитудой U_{mc} и частотой f_c и напряжение от специального гетеродина с амплитудой $U_{mг}$ и частотой $f_г$. Нагрузкой лампы преобразователя частоты обычно служит или одиночный резонансный контур, или система связанных контуров (рис. 9-8).

Амплитуда напряжения, подводимого от гетеродина к преобразователю частоты, обычно бывает равна 3—10 *в*, а амплитуда напряжения сигнала редко превышает несколько милливольт. Очень маленький отрезок характеристики лампы, если она и сильно нелинейна, всегда можно с определенной степенью точности считать отрезком прямой линии, и тем точнее, чем меньше этот отрезок. Поэтому с достаточно высокой степенью точности можно считать, что для напряжения сигнала характеристика лампы преобразователя частоты линейна, в каком бы месте характеристики лампы мы ни поместили рабочую точку. Но такое рассуждение неверно по отношению к напряжению, подводимому от гетеродина, так как его амплитуда велика. Справедли-

вость сказанного показывает рис. 9-2, на котором амплитуда напряжения гетеродина дана в правильном соответствии с масштабом напряжений, а амплитуда напряжения сигнала показана сильно увеличенной.

Крутизна характеристики лампы есть, как известно, отношение приращения анодного тока к приращению напряжения на сетке при постоянном анодном напряжении. Если

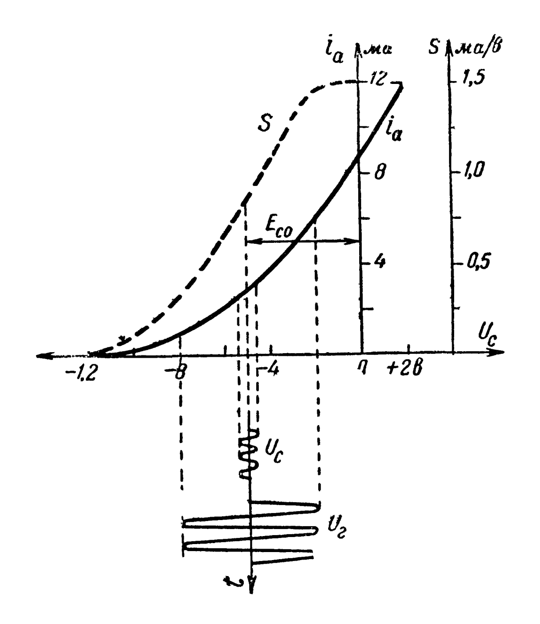


Рис. 9-2 Характеристика лампы преобразователя частоты и изменение ее крутизны.

приращение напряжения на сетке все время уменьшать, то будут уменьшаться и приращения анодного тока Но их отношение может оставаться постоянным, если характеристика лампы в рабочей точке линейна. Определяя крутизну для разных напряжений на сетке, можно построить график зависимости крутизны характеристики лампы от напряжения на ее сетке. Такая зависимость приведена на рис. 9-2. Для напряжений на сетке, больших —2 *в*, при которых приведенная на рис. 9-2 характеристика лампы линейна, крутизна постоянна и равна 1,5 *ма/в*, а для напряжений, меньших —12 *в*, она равна нулю, так как лампа при этих напряжениях заперта. Для напряжений от — 2 до — 12 *в*

крутизна характеристики плавно уменьшается от 1,5 *ма/в* до нуля.

Если рабочую точку лампы выбрать при $E_{c}' = -5$ *в* и приложить к сетке напряжение гетеродина с амплитудой 3 *в*, то под его воздействием рабочая точка лампы будет периодически (с частотой гетеродина) перемещаться от —2 до —8 *в*. При этом крутизна лампы также с частотой гетеродина будет изменяться от 1,5 до 0,25 *ма/в*. За счет напряжения сигнала изменения крутизны лампы будут ничтожно малыми (в данном случае не больше чем на 0,001 *ма/в*, если $U_c = 1$ *мв*).

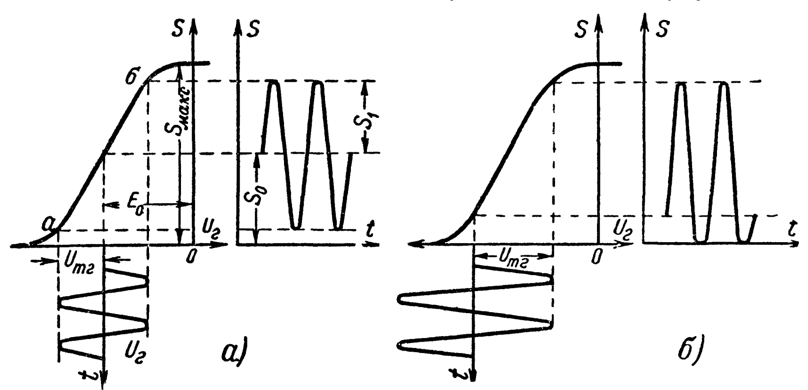


Рис. 9-3. График зависимости крутизны лампы преобразователя частоты от напряжения гетеродина при различной работе.
а — на линейном участке характеристики; *б* — с заходом в нелинейную часть

Когда на вход лампы преобразователя частоты поданы одновременно напряжения сигнала и гетеродина, лампа работает в нелинейном режиме. Ее рабочая точка периодически с частотой напряжения гетеродина перемещается по характеристике, что эквивалентно изменению крутизны характеристики лампы.

Если рабочая точка находится в середине линейного участка зависимости крутизны от напряжения на сетке лампы и напряжение гетеродина не выходит за его пределы (рис. 9-3,*а*), то крутизна изменяется с частотой гетеродина по закону $S = S_0 + S_1 \cos \omega_г t$. Здесь S_0 — крутизна характеристики в исходной рабочей точке; S_1 — амплитуда изменения крутизны под воздействием напряжения гетеродина.

Переменная составляющая анодного тока лампы определяется соотношением $i_a = SU_c$. Полагая напряжение на

сетке лампы $U_c = E_{c0} + U_{mc} \cos \omega_c t$ (действие напряжения гетеродина уже учитывается изменением S), получим выражение для анодного тока, а следовательно и для тока в нагрузке:

$$i_a = i_н = SU_c = (S_0 + S_1 \cos \omega_г t)(E_{c0} + U_{mc} \cos \omega_c t). \qquad (9\text{-}2)$$

На основании известной из тригонометрии формулы $\cos \alpha \cos \beta = 0{,}5 \cos (\alpha + \beta) + 0{,}5 (\alpha - \beta)$. Поэтому

$$i_н = S_0 E_{c0} + S_1 E_{c0} \cos \omega_г t + S_0 U_{mc} \cos \omega_c t + \\ + 0{,}5 S_1 U_{mc} \cos (\omega_г + \omega_c) t + 0{,}5 S_1 U_{mc} \cos (\omega_г - \omega_c) t, \qquad (9\text{-}3)$$

т. е. ток в нагрузке преобразователя частоты состоит из пяти составляющих [1]. Первая из них представляет собой постоянную составляющую, вторая и третья — переменные с частотой гетеродина и сигнала. Четвертая и пятая составляющие являются также переменными, но их частоты существенно отличны от частот напряжений сигнала и гетеродина, что и характерно для работы лампы на нелинейном участке характеристики.

Настраивая нагрузку преобразователя на частоту пятой составляющей тока, можно выделить на ней напряжение разностной частоты $f_{пр} = f_г - f_c$. Эта частота и является промежуточной. На ней осуществляется усиление сигнала в каскадах супергетеродинного приемника, следующих за преобразователем частоты. Поэтому данная комбинационная составляющая является полезной в отличие от множества других вредных и ненужных.

Появление вредных комбинационных составляющих можно объяснить, если согласно рис. 9-3,*б* изменения напряжения гетеродина считать выходящими за пределы линейного участка характеристики, выражающей зависимость крутизны от напряжения на сетке лампы. В этом случае изменение крутизны характеристики лампы во времени не синусоидально. Поэтому, разлагая кривую S на отдельные гармонические составляющие, получим:

$$S = S_0 + S_1 \cos \omega_г t + S_2 \cos \cdot 2\omega_г t + S_3 \cos 3\omega_г t + \ldots \qquad (9\text{-}4)$$

---

[1] В радиотехнике составляющие тока или напряжения, частоты которых равны разности или сумме любых гармоник двух основных напряжений, принято называть комбинационными составляющими

Если использовать выражение (9-4) для определения переменных составляющих анодного тока лампы, то кроме составлющих формулы (9-3) получим ряд других, частоты которых будут определяться суммами и разностями частоты сигнала и высших гармоник частоты гетеродина.

Аналогичные результаты получатся, если под воздействием напряжения гетеродина рабочая точка движется в пределах линейного участка кривой крутизны (рис. 9-3,*а*), а напряжение сигнала достаточно велико и для него участки характеристики лампы нельзя считать отрезками прямых. Подробный анализ работы преобразователя частоты показывает, что частоты комбинационных составляющих анодного тока лампы могут быть выражены формулой

$$f_к = \pm pf_г \pm qf_с \quad (9\text{-}5)$$

Здесь p и q — соответственно номера гармоник напряжения гетеродина и сигнала, образующих частоту комбинационной составляющей.

Из уравнения (9-5) следует, что частота полезной комбинационной составляющей соответствует $p=1$ и $q=1$, т. е. образуется от первых гармоник напряжения гетеродина и сигнала.

Изготовление и настройка усилителя, предназначенного для усиления сигналов с постоянной несущей (промежуточной) частотой, гораздо проще и экономичнее, чем усилителя, работающего в диапазоне частот Поэтому в супергетеродинных приемниках стараются сделать частоту полезной комбинационной составляющей постоянной. Называют ее номинальной промежуточной частотой приемника или просто промежуточной частотой приемника потому, что по величине она обычно занимает промежуточное значение между несущей частотой принимаемого сигнала и частотой модулирующего напряжения (т. е. частотой напряжения, усиливаемого в каскадах усилителя низкой частоты).

При постоянной промежуточной частоте нагрузку преобразователя частоты и каскадов усилителя промежуточной частоты можно выполнять в виде двух или более связанных контуров. Вследствие этого форма резонансной кривой данных каскадов получается более близкой к прямоугольной, чем у каскада резонансного усилителя с одиночным контуром. Понижая промежуточную частоту, можно сузить резонансную кривую каскадов, настроенных на промежуточную частоту, до требуемых пределов. Все это позволяет от одного каскада усилителя промежуточной частоты получать

гораздо лучшую избирательность, чем от одного каскада усилителя высокой частоты. Кроме того, с понижением промежуточной частоты повышается устойчивое усиление, которое можно получить от каскада усилителя промежуточной частоты по сравнению с каскадом усилителя высокой частоты. Вот почему современные супергетеродинные приемники, имея всего две-три лампы до детектора, обладают высокой чувствительностью и хорошей избирательностью на всех радиовещательных диапазонах.

Амплитуду напряжения на выходе преобразователя частоты, т. е. напряжения промежуточной частоты (с частотой $f_{пр} = f_г - f_c$), на основании (9-3) можно определить из выражения

$$U_{m\,пр} = 0{,}5 S_1 U_{mc} Z_н. \qquad (9\text{-}6)$$

Отношение

$$\frac{U_{mпр}}{U_{mc}} = K_{пр} = 0{,}5 S_1 Z_н \qquad (9\text{-}7)$$

будем называть коэффициентом преобразования преобразователя частоты. Чем больше $K_{пр}$, тем лучше преобразовательный каскад. Для увеличения $K_{пр}$ следует увеличить S_1 и, следовательно, амплитуду напряжения гетеродина. Однако беспредельно увеличивать $U_г$ нельзя. При изменении напряжения на сетке лампы крутизна ее характеристики возрастает от нуля, когда лампа заперта, до максимального значения, которое имеет место при выходе рабочей точки на линейный участок характеристики. Этот диапазон и определяет удвоенное значение амплитуды напряжения, которое еще имеет смысл подводить от гетеродина к преобразователю для получения максимального коэффициента преобразования (рис. 9-2, 9-3 и 9-4).

Величину $0{,}5S_1$ принято называть крутизной преобразования и обозначать через $S_{пр}$. При такой замене выражение (9-7) приобретает вид, аналогичный формуле (5-18) для резонансного усилителя:

$$K_{пр} = S_{пр} Z_н. \qquad (9\text{-}8)$$

Из рис. 9-3 видно, что при работе на линейном участке характеристики зависимости крутизны от напряжения гетеродина $S_{1\,макс} \leqslant 0{,}5 S_{макс}$. Для преобразовательных ламп обычно $S_1 \approx (0{,}45 \div 0{,}47)\, S_{макс}$. Следовательно,

$$S_{пр\,макс} = 0{,}5 S_{1\,макс} \approx 0{,}25 S_{макс}. \qquad (9\text{-}9)$$

Увеличив напряжение гетеродина и выйдя за пределы линейного участка характеристики крутизны, можно повысить S_1 до $(0,3 \div 0,35) S_{макс}$. Это несколько увеличивает коэффициент преобразования, но в то же время облегчает условия для появления искажений. Данные опыта показывают, что зависимость $S_{пр}$ от $U_{mг}$ соответствует графику рис. 9-4.

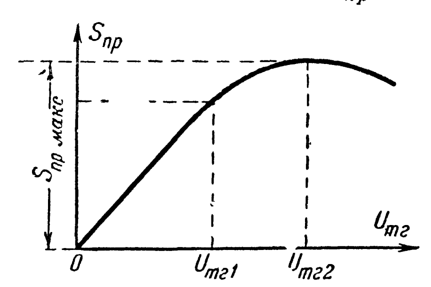


Рис. 9-4. Зависимость крутизны преобразования от напряжения гетеродина.

Выбор нагрузочного сопротивления преобразователя частоты обычно определяется заданными требованиями к его усилению и избирательности. С целью повышения избирательности в большинстве случаев в качестве нагрузки в преобразовательном каскаде используют двухконтурный полосовой фильтр. В этом случае коэффициент преобразования согласно (6-12) при $\eta = 1$ будет

$$K_{пр} = 0,5 S_{пр} R_{0э}. \qquad (9\text{-}10)$$

Избирательные свойства преобразовательного каскада могут быть определены по обобщенным характеристикам рис. 4-4, промежуточной частоте и параметрам контуров, образующих нагрузку каскада.

Следует отметить, что самовозбуждение в каскаде преобразователя частоты маловероятно, так как его входные и выходные контуры настроены на разные и сильно отличающиеся частоты. Поэтому при расчете преобразовательных каскадов нагрузка выбирается из условия получения нужной избирательности и требуемого коэффициента преобразования. Практически, чтобы не затруднять производство приемников и не делать для преобразователя частоты специальных нагрузочных контуров, в нем используются такие же контуры, что и в каскадах усилителя промежуточной частоты.

Чтобы при работе приемника в диапазоне частот частота полезной комбинационной составляющей оставалась постоянной, частоту гетеродина при перестройке приемника со станции на станцию обычно изменяют по закону

$$f_г = f_c + f_{пр}. \qquad (9\text{-}11)$$

Для работы преобразователей частоты характерно следующее: если к нему подводится напряжение сигнала, модулированного по амплитуде или частоте, то напряжение промежуточной частоты получается также модулированным по тому же закону, что и напряжение сигнала (рис. 9-5). Действительно, из выражения (9-6) следует, что $U_{m\,пр} \equiv U_{mc}$, т. е. амплитуда напряжения промежуточной частоты изме-

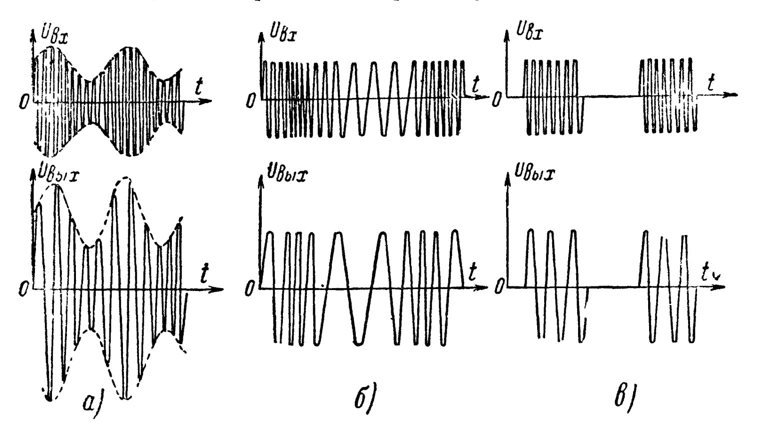


Рис 9 Гр фик входного и выходного напряжений преобразователя частоты.

а — при амплитудной модуляции сигнала; *б* — при модуляции сигнала по частоте; *в* — при приеме импульсных сигналов.

няется по тому же закону, по которому изменяется амплитуда напряжения сигнала. Следовательно, преобразователь частоты не меняет закона модуляции в случае подачи на его вход сигнала, модулированного по амплитуде. Работу преобразователя частоты в данном случае можно характеризовать рис. 9-5,*а*, где показаны его входное и выходное напряжения.

При постоянной частоте напряжения гетеродина согласно выражению (9-3) изменение частоты напряжения полезной комбинационной составляющей происходит по закону изменения частоты сигнала. Таким образом, и при модуляции сигнала по частоте преобразователь частоты не меняет закона модуляции сигнала, что иллюстрируется рис. 9-5,*б*.

Если на вход преобразователя частоты подводятся радиоимпульсы, то и выходное напряжение имеет вид радиоимпульсов той же длительности, что и импульсы сигнала, но с другой (промежуточной) частотой заполнения. Объяс-

няется это следующим. При отсутствии сигнала на входе преобразователя частоты (во время паузы между импульсами) анодный ток лампы изменяется с частотой напряжения гетеродина. Но так как нагрузка преобразователя настроена на промежуточную частоту, сильно отличающуюся от частоты гетеродина, то для токов с частотой гетеродина сопротивление этой нагрузки близко к нулю и на ней не выделяется заметного переменного напряжения. В момент действия импульса сигнала в анодной цепи преобразовательной лампы появляется ток промежуточной частоты, создающий напряжение на нагрузке (рис. 9-5,*в*).

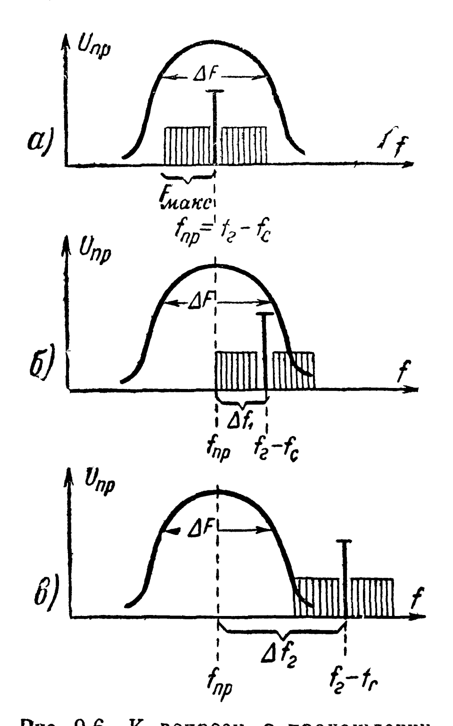


Рис. 9-6. К вопросу о прохождении спектра частот сигнала по промежуточной частоте через нагрузочные контуры преобразователя частоты.
а — при полезной комбинационной составляющей $f_г - f_с$, точно равной $f_{пр}$; *б* — при $f_г - f_с$, немного отличающейся от $f_{пр}$, *в* — при $f_г - f_с$, сильно отличающейся от $f_{пр}$.

Обобщая, можно сказать, что *преобразователь частоты при любом виде модуляции сигнала превращает его в высокочастотное модулированное напряжение с несущей, равной промежуточной частоте приемника, и с законом модуляции сигнала.* При этом промежуточную частоту можно выбирать такой, которая наиболее удобна для работы последующих каскадов.

Если $f_{пр}$ выбрать равной 460 *кгц*, то для лампы типа 6К3 $K_{0\,уст}$ будет равен 200 и двухкаскадный усилитель промежуточной частоты с лампами этого типа сможет обеспечить усиление, равное 40 000. Следовательно, все остальные элементы высокочастотной части приемника должны будут иметь усиление не более 1,5—2,0 (см. пример, приведенный в начале параграфа), что очень легко получить от входной цепи и преобразователя частоты на лю-

бых частотах радиовещательных диапазонов. Поэтому супергетеродинные приемники, даже не содержащие усилителя высокой частоты, обеспечивают на всех диапазонах нужную чувствительность лишь при одном-двух каскадах в усилителе промежуточной частоты.

Согласно формуле (9-1) при контурах с эквивалентной добротностью, равной 75, полосу пропускания в 6 *кгц* при рабочей частоте 460 *кгц* можно получить всего при одном каскаде.

Основными качественными показателями преобразовательных каскадов радиоприемника являются следующие.

1) величина коэффициента преобразования;

2) избирательность;

3) перекрываемый диапазон по частоте сигнала;

4) уровень искажений;

5) устойчивость работы;

6) простота управления (возможность одноручечной настройки).

Методы обеспечения первого, второго и четвертого требований объяснены выше. Об остальных требованиях будет сказано в § 9-5, 9-6, 9-7 и 16-5.

Прежде чем перейти к рассмотрению конкретных схем преобразователей частоты, следует остановиться на некоторых особенностях, оказывающих влияние на выбор их нагрузки. Одним из основных параметров нагрузочных контуров является полоса пропускания. Чтобы правильно ее выбрать, необходимо учитывать не только ширину спектра частот принимаемого сигнала, но и стабильность частоты передатчика и гетеродина приемника. Действительно, если несущая частота передатчика и частота гетеродина приемника не стабильны, то согласно (9-3) будет меняться частота полезной комбинационной составляющей и она окажется не равной промежуточной частоте приемника. При больших отклонениях частоты сигнала и частоты гетеродина от их номинальных значений спектр частот полезной комбинационной составляющей на выходе преобразователя частоты может выйти за пределы полосы пропускания контуров, настроенных на постоянную (промежуточную) частоту и имеющих постоянную полосу пропускания, а это неизбежно приведет к искаженному и ослабленному приему сигнала или даже к полному пропаданию приема. Сказанное иллюстрируется рис. 9-6. Чтобы этого явления не было и прием был всегда надежным и хорошим по качеству, полосу про-

пускания контуров, настроенных на $f_{пр}$, рассчитывают по формуле

$$\Delta F_{пр} = 2\left[F_{макс} + \sqrt{(\alpha_c f_c)^2 + (\alpha_г f_г)^2}\right]. \qquad (9\text{-}12)$$

Здесь $F_{макс}$ — наивысшая частота спектра модулирующего напряжения в передатчике;

α_c — наибольшая относительная нестабильность несущей частоты передатчиков в рабочем диапазоне приемника;

$\alpha_г$ — наибольшая относительная нестабильность частоты гетеродина приемника.

На длинных и средних волнах величины $\alpha_c f_c$ и $\alpha_г f_г$ сравнительно невелики, и полосу пропускания приемника по промежуточной частоте можно брать равной $2F_{макс}$. Но уже в диапазоне коротких волн обязательно следует учитывать нестабильность частот передатчика и гетеродина. Рассмотрим сказанное на примере.

Пример 9-1. Определить полосу пропускания приемника по промежуточной частоте при $f_c = 1{,}0$ *Мгц* и $f_c = 20$ *Мгц*, если $F_{макс} = 4$ *кгц*, $\alpha_c = 5 \cdot 10^{-5}$, $\alpha_г = 2 \cdot 10^{-4}$, $f_{пр} = 460$ *кгц*.

Для частоты сигнала 1,0 *Мгц*

$$\Delta F_{пр} = 2\left[4\,000 + \sqrt{(5 \cdot 10^{-5} \cdot 10^6)^2 + (2 \cdot 10^{-4} \cdot 1{,}46 \cdot 10^6)^2}\right] = 8{,}59 \text{ кгц}.$$

Для частоты сигнала 20 *Мгц*

$$\Delta F_{пр} = 2\left[4\,000 + \sqrt{(5 \cdot 10^{-5} \cdot 2 \cdot 10^7)^2 + (2 \cdot 10^{-4} \cdot 2{,}046 \cdot 10^7)^2}\right] = 16{,}42 \text{ кгц}.$$

Будем называть отношение

$$\frac{2\left[F_{макс} + \sqrt{(\alpha_c f_c)^2 + (\alpha_г f_г)^2}\right]}{2F_{макс}} = k_p \qquad (9\text{-}13)$$

коэффициентом расширения полосы пропускания за счет нестабильности частоты передатчика и гетеродина. Легко видеть, что для первого случая примера 9-1 $k_p = 1{,}074$, а для второго случая $k_p = 2{,}05$. На СВЧ коэффициент расширения будет достигать нескольких единиц и даже нескольких десятков.

9-2. ГЕТЕРОДИНЫ

Гетеродин является неотъемлемой частью каждого преобразователя частоты. Он представляет собой радиотехническое устройство, генерирующее незатухающее синусоидаль-

ное электрическое напряжение. **Гетеродинами** принято называть генераторы с самовозбуждением.

В ламповом генераторе с самовозбуждением создается такой режим работы лампы, при котором ее сопротивление между какими либо двумя электродами (в зависимости от схемы генератора) становится отрицательным.

Основными требованиями, предъявляемыми к гетеродинам приемников, являются:

а) обеспечение необходимого по величине и достаточно постоянного по амплитуде напряжения во всем рабочем диапазоне частот;

б) высокая стабильность частоты генерируемых колебаний;

в) возможно меньшее число гармоник (чтобы образовывалось меньше вредных комбинационных составляющих в анодном токе лампы преобразователя частоты).

Генераторы с самовозбуждением могут быть как одноламповыми, так и многоламповыми. Последние, хотя и обладают лучшими показателями, но более сложны по схеме, конструкции и методике настройки. Кроме того, они в большей степени усложняют супергетеродинный приемник, чем одноламповые. Поэтому в радиовещательных приемниках применяются только одноламповые гетеродины. В радиоприемниках специального назначения, особенно в приемниках СВЧ, в гетеродине может быть до трех-четырех ламп.

На рис. 9-7 приведены основные схемы генераторов с самовозбуждением, которые могут использоваться в качестве гетеродинов супергетеродинных приемников. На рис. 9-7,*а* дана принципиальная схема гетеродина с трансформаторной обратной связью. Для упрощения схема приведена с триодом, но, очевидно, здесь, как и в схемах рис. 9-7,*б* и *в* могут быть использованы тетроды и пентоды.

В цепи сетки лампы (рис. 9-7,*а*) включен контур, состоящий из катушки L и конденсатора переменной емкости C. В анодной цепи лампы находится катушка обратной связи $L_{св}$, индуктивно связанная с контурной катушкой (почему схема и получила свое название).

В момент включения питающих напряжений в контуре возникают собственные затухающие колебания. Через конденсатор C_c они подводятся к сетке лампы. Вследствие этого анодный ток лампы начинает изменяться в такт с колебаниями напряжения на сетке, т. е. с частотой собственных

колебаний контура. Проходя по катушке обратной связи, анодный ток наводит в контурной катушке переменную э. д. с. с той же частотой. Если наводимая э. д. с. будет в фазе с основной э. д. с. контура (случай положительной обратной связи), то она сложится с последней, увеличивая напряжение на контуре. Рост напряжения на контуре увеличит переменную составляющую анодного тока, а это в свою очередь повысит э. д. с., наводимую им в контуре, что вновь увеличит напряжение контура. Напряжение на контуре будет расти до тех пор, пока в генераторе не наступит равновесие, при котором прирост энергии, поступаю-

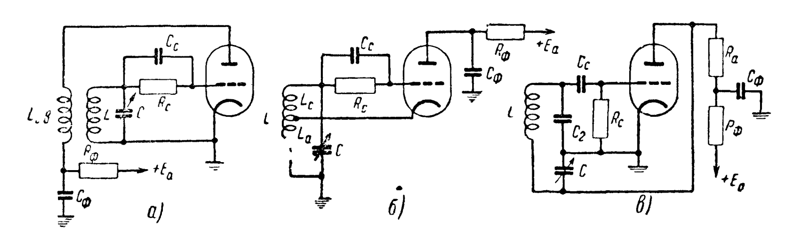


Рис. 9-7. Основные схемы генераторов с самовозбуждением.
а — с индуктивной обратной связью; *б* — с автотрансформаторной обратной связью; *в* — с емкостной обратной связью

щей из анодной цепи, будет полностью покрывать все потери в сеточной цепи лампы.

По мере роста напряжения на контуре повышается и сеточный ток лампы. Протекая по сопротивлению R_c, этот ток создает на сопротивлении R_c постоянное напряжение, «минус» которого приложен к сетке, а плюс — к катоду лампы. Поэтому с ростом напряжения на контуре рабочая точка лампы плавно перемещается в область отрицательных напряжений на сетке, пока не достигнет точки, соответствующей установившемуся режиму.

Если наводимая в контуре э. д. с. будет в противофазе с основной э. д. с. контура, то это приведет к более быстрому прекращению колебаний в контуре (случай отрицательной обратной связи). При этом самовозбуждение генератора будет невозможным. Для того чтобы изменить отрицательную обратную связь на положительную, достаточно поменять местами концы катушки обратной связи или контурной катушки.

Устойчивый режим самовозбуждения будет в том случае, когда связь между катушками превысит некоторую

величину, называемую критической. Величина критической связи определяется уравнением

$$M_{кр}=\frac{rC}{S}. \qquad (9\text{-}14)$$

Здесь r — активное сопротивление контура;

C — емкость контура;

S — крутизна характеристики лампы в рабочей точке.

Критический коэффициент связи между катушками согласно (7-14) будет

$$k_{кр}=\frac{M_{кр}}{\sqrt{L_{св}L}}=\frac{rC}{S\sqrt{L_{св}L}}. \qquad (9\text{-}15)$$

Практически очень трудно получать коэффициент связи между катушками более 0,6—0,8. Поэтому в гетеродине выгоднее применять лампу с возможно большей крутизной. С этой целью в гетеродинах пентоды часто применяют в триодном режиме, за счет чего крутизна повышается примерно на 10—15%.

Казалось бы, что для снижения $k_{кр}$ следует увеличить индуктивность катушки связи (величины L и C определяются диапазоном рабочих частот и не могут быть взяты произвольными). Но практически этого делать не следует, так как при $L_{св} \gg L$ собственная частота катушки обратной связи может оказаться в пределах диапазона рабочих частот гетеродина, что может нарушить его нормальную работу. В диапазоне длинных и средних волн получение критической связи не вызывает затруднений, но на коротких волнах не все лампы могут быть использованы в схеме гетеродина.

Согласно (9-15) при настройке контура конденсатором переменной емкости наибольшее значение $k_{кр}$ приобретает при максимальной емкости конденсатора, т. е. на минимальной частоте каждого диапазона. Поэтому именно в этих точках каждого диапазона следует подбирать связь между катушками для достижения режима самовозбуждения.

На рис. 9-7,*б* приведена схема гетеродина с автотрансформаторной обратной связью. Верхняя часть контурной катушки L_c включена в сеточную цепь лампы, а нижняя L_a — в анодную цепь (для токов высокой частоты анод лампы заземлен через конденсатор $C_ф$). Так как по обеим частям катушки протекает общий колебательный ток кон-

тура, то осуществляется необходимая положительная обратная связь между сеточной и анодной цепями лампы. Действительно, если в контуре возникнут колебания, то они с части контурной катушки L_c попадут на сетку лампы и вызовут появление в ее анодном токе переменной составляющей. Эта составляющая замкнется через часть контурной катушки L_a, увеличивая ток в контуре, а следовательно и напряжение на второй части катушки L_c, т. е. на сетке лампы.

Условие критической связи для данной схемы имеет вид

$$L_c \geqslant \frac{L_a}{\mu}, \tag{9-16}$$

где μ — параметр лампы.

Для этой схемы характерно подключение контура к электродам лампы тремя точками. Его средняя точка подключена к катоду, верхний конец к сетке и нижний к аноду. Поэтому эту схему называют иногда трехточечной или просто индуктивной трехточкой в отличие от емкостной трехточки, изображенной на рис. 9-7,*в*. Благодаря такому включению контура в схеме может быть только положительная обратная связь между сеточной и анодной цепями лампы, нужная для самовозбуждения.

Схема с емкостной обратной связью рис. 9-7,*в* отличается от схемы рис 9-7,*б* только тем, что катод лампы подключается к средней точке емкостной ветви контура, а не индуктивной ветви Принцип ее работы тот же, что и для схемы с автотрансформаторной обратной связью. В схеме рис. 9-7,*в* катод лампы соединен с землей, поэтому ее анод не может быть заземлен по высокой частоте и в анодной цепи необходимо сопротивление R_a (или дроссель). Поэтому схема питания анодной цепи лампы здесь должна быть параллельной. Для достижения самовозбуждения соотношение емкостей контура должно удовлетворять неравенству

$$C_2 \leqslant \mu C, \tag{9-17}$$

почему емкость C_2 следует подбирать при минимальной емкости контура, т. е. неравенство (9-17) должно удовлетворяться в конце диапазона.

Нужно учитывать, что наличие конденсатора C_2 уменьшает коэффициент перекрытия контура по частоте и что он одновременно может быть использован как сопрягающий конденсатор C_2 (см. § 9 6).

Сопротивление R_a следует выбирать из условия

$$R_a \geqslant (2 \div 3) R_{0\,э.макс},$$

где $R_{0э}$ — эквивалентное сопротивление контура на резонансной частоте.

Если вместо R_a берется дроссель, то его индуктивность должна выбираться из неравенства

$$L \geqslant \frac{2 \div 3}{\omega_{макс}} R_{0\,э.макс}.$$

Произведем сравнительную оценку генераторов в свете тех требований, которые предъявляются к гетеродинам приемников.

С точки зрения постоянства амплитуды генерируемого напряжения по диапазону рабочих частот все генераторы, схемы которых приведены на рис. 9-7, примерно одинаковы. В диапазоне длинных, средних и коротких волн все они сравнительно легко обеспечивают напряжение, необходимое для работы преобразователя.

С точки зрения стабильности частоты несколько лучшими являются схемы гетеродинов с автотрансформаторной и емкостной обратной связью. Независимо от схемы с целью повышения стабильности частоты гетеродина необходимо повышать добротность его контура. Об этом важном условии очень часто забывают начинающие конструкторы приемников. Особенно важно учитывать сказанное на коротких волнах, где стабильность частоты гетеродина особенно важна.

Во всех гетеродинах, как правило, стабильность частоты и постоянство напряжения по диапазону повышаются, если увеличивается обратная связь между анодной и сеточной цепями, а напряжение смещения создается за счет сеточных токов (на сопротивлении R_c, которое вместе с емкостью C_c часто называют гридликом). Правильный подбор величин R_c и C_c существенно улучшает работу гетеродина. Емкость C_c следует брать возможно меньшей, а сопротивление R_c — возможно большим. Подбор величин C_c и R_c нужно производить на конце каждого диапазона, уменьшая C_c и увеличивая R_c до тех пор, пока не наступит режим прерывистой генерации, проявляющейся в виде так называемого „капания“ (щелчков в телефоне, включенном на выходе приемника, похожих по звуку на капание воды). Добившись яв-

ления „капания“, следует немного увеличить C_c или уменьшить R_c до прекращения прерывистой генерации. Полученные значения C_c и R_c и будут оптимальными.

Из теории ламповых генераторов с самовозбуждением известно, что больше гармоник дают те гетеродины, стабильность частоты которых хуже. Из одноламповых гетеродинов схемы с автотрансформаторной и емкостной связью (трехточечные схемы) обладают, как правило, сравнительно слабыми гармониками.

Поэтому наиболее часто гетеродины радиовещательных и радиолюбительских приемников строятся по автотрансформаторной схеме при работе в диапазоне частот и по емкостной трехточечной схеме при кнопочной настройке и перестройке контуров с помощью сердечников из магнитных материалов.

Для работы гетеродинов характерным является значительное изменение частоты при изменении температуры его основных деталей: контура и ламповой панели. В течение первых 10—15 *мин* после включения приемника частота гетеродина обычно плавно и значительно смещается в одну сторону, вследствие чего приемник приходится несколько раз подстраивать. Особенно заметно это явление на коротких волнах. Объясняется оно тем, что под воздействием прогрева ламп приемника и сопротивлений цепей питания их электродов изменяются температура элементов контура, их величины (L и C), а следовательно, и собственная частота контура гетеродина. Последнее вызывает изменение разностной частоты $f_г - f_c$ и уход ее от промежуточной частоты приемника, что ведет к ослаблению приема. Когда температура деталей гетеродина устанавливается, смещение настройки прекращается.

Для устранения этого явления в контур гетеродина вводят керамические конденсаторы с отрицательным температурным коэффициентом. Изменение их емкости при колебаниях температуры компенсирует изменение собственной частоты контура, происходящее за счет других его элементов. Расчет такой температурной компенсации в диапазоне частот разработан С. С. Аршиновым (см журнал «Радио» № 10 за 1953 г). Значительное повышение температурной стабильности контура гетеродина может быть достигнуто намоткой гетеродинной катушки на керамическом каркасе с сильным натяжением провода. Особенно важно добиваться хорошей температурной стабильности на суженных

диапазонах, где небольшой уход частоты гетеродина может сместить настройку приемника на значительную часть шкалы. Так, например, на 25-метровом диапазоне ($f_{с.мин} = 11,7$ *Мгц* и $f_{с.макс} = 11,9$ *Мгц*) при относительном уходе частоты гетеродина на 10^{-3} абсолютный уход частоты

$$\Delta f_г = \alpha_г (f_с + f_{пр}) = 10^{-3}(11,9 + 0,46) \cdot 10^6 = 12,36 \text{ кгц},$$

что составляет 6% от всей шкалы диапазона.

При отсутствии температурной компенсации относительный уход частоты гетеродина может достигнуть $4 \cdot 10^{-3}$. В этом случае при $f_с = 15$ *Мгц* и $f_{пр} = 460$ *кгц* уход разностной частоты $f_г - f_с$ от промежуточной достигнет $15,460 \times 4 \cdot 10^{-3} = 61,84$ *кгц*, что значительно превышает полосу пропускания контуров, настраиваемых на промежуточную частоту. Применение компенсации снижает уход частоты гетеродина в 10—15 раз.

Некоторое повышение стабильности частоты гетеродина можно достигнуть правильным выбором элементов схемы питания электродов лампы: фильтра анодной цепи и фильтра экранной сетки, а также рациональной конструкцией деталей гетеродина.

С целью устранения акустического «воя», возникающего от акустического воздействия громкоговорителя, необходимо предотвращать вибрацию элементов контура гетеродина и в первую очередь пластин конденсатора переменной емкости. В гетеродинном контуре желательно использовать конденсатор, имеющий толстые пластины (как это, например, сделано в приемнике «Мир») и жесткий монтаж. Кроме того, необходимо блок конденсаторов переменной емкости амортизировать с помощью прокладок из резины. Полезно такую амортизацию делать и для всего шасси приемника.

9-3. ОДНОСЕТОЧНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ЧАСТОТЫ

Если напряжения от гетеродина и сигнала подаются на одну сетку лампы, то такие преобразователи частоты называются односеточными.

В 20-х и 30-х годах нашего века промежуточная частота приемников выбиралась сравнительной низкой (100—120 *кгц*), чтобы обеспечить наибольшие избирательность и усиление в каждом каскаде усилителя промежуточной ча-

стоты при низкой добротности контуров, применявшихся в приемниках того времени. Выбор низкой промежуточной частоты вполне удовлетворял при работе в диапазонах длинных и средних волн. Однако в этом случае уже при частотах выше $0,5 \div 0,7$ *Мгц* относительная расстройка между контурами сигнала и гетеродина становилась малой и сигнальные цепи оказывали существенное влияние на стабильность работы гетеродина, а следовательно и на качество работы всего приемника.

Действительно, если частота сигнала равна 1,0 *Мгц*, а промежуточная частота 0,1 *Мгц*, то согласно (9-11) частота гетеродина должна быть 1,1 *Мгц*. Если положить добротность контура гетеродина равной 20, что считалось хорошей для контуров приемников того времени, то согласно формуле (4-13а) обобщенная расстройка контура гетеродина по отношению к частоте сигнала

$$\xi = \frac{2 \cdot 0,1}{1,1} 20 = 3,6.$$

По кривой *1* рис. 4-4 находим, что ослабление, даваемое гетеродинным контуром для частоты сигнала, равно всего лишь 3,6. При такой малой расстройке трудно было устранить влияние сигнальных цепей на работу гетеродина приемника, тем более, что в то время ввиду низких усилительных свойств ламп для увеличения коэффициента преобразования применялась сильная связь гетеродина с сеткой лампы преобразователя. Поэтому односеточные преобразователи стали широко применяться лишь после разработки ламп с большой крутизной, которые для работы в преобразовательном каскаде требуют малого напряжения от гетеродина и, следовательно, позволяют иметь с ним слабую связь.

С точки зрения ослабления взаимосвязи между сигнальной и гетеродинной цепями хорошие результаты дает схема, в которой односеточный преобразователь связан с гетеродином посредством катодной связи (рис. 9-8). Рабочая точка лампы такого преобразователя устанавливается на нижнем криволинейном участке характеристики путем соответствующего подбора сопротивления $R_к$. Напряжение гетеродина, вводимое в цепь катода лампы, составляет 1—2 *в*, а напряжение сигнала не превышает 1 *мв*. При таком соотношении амплитуд процесс преобразования можно представить так же, как это объяснялось выше. Гетеродинное напряжение перемещает рабочую точку в криволинейном

участке характеристики лампы с частотой $f_г$ и, следовательно, с той же частотой изменяет крутизну лампы. В результате при подаче на сетку напряжения сигнала с частотой f_c в анодном токе лампы появляется составляющая с разностной частотой $f_г - f_c$, которая и создает на нагрузке напряжение промежуточной частоты.

Влияние сигнального контура на контур гетеродина в этой схеме весьма мало, так как их цепи связаны между собой через малую емкость лампы $C_{ск}$ (ток с частотой f_c в катушке связи очень мал). Преобразователи с катодной связью хорошо работают на частотах до 50—70 *Мгц*. На более высоких частотах в этой схеме связь между сигнальным контуром и цепями гетеродина через емкость $C_{ск}$ сказывается уже слишком сильно, так как сопротивление емкости $C_{с\text{-}к}$ падает с ростом частоты.

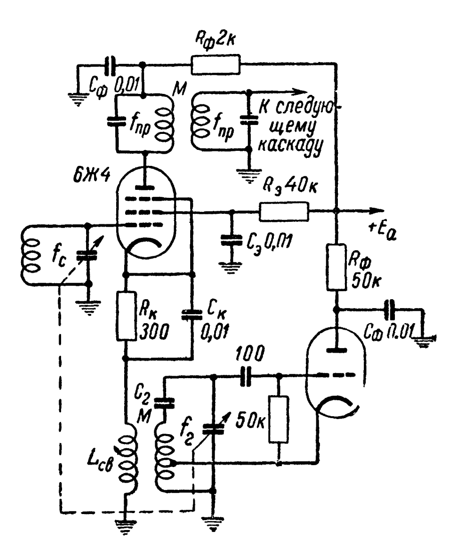


Рис. 9-8. Принципиальная схема односеточного преобразователя частоты при катодной связи с гетеродином.

Для уменьшения шунтирующего действия лампы на анодный контур в качестве преобразовательной лампы обычно используются пентоды, у которых R_i велико.

За последнее время на частотах от 10 до 100—150 *Мгц* применяют односеточные преобразователи, в которых напряжение от гетеродина подается на сигнальную сетку преобразователя через конденсатор $C_{св}$ небольшой емкости (рис. 9-9). Особенно хорошие результаты получаются здесь при использовании пентодов с большой крутизной, например типа 6Ж4 или 6Ж3П, для которых возможно брать меньшую емкость конденсатора связи, что ослабляет связь сигнального контура с гетеродином. Крутизна преобразования лампы 6Ж4 может достигать 2,5 ÷ 3,0 *ма/в*, благодаря чему резко увеличивается коэффициент преобразования каскада. Последнее особенно важно на СВЧ.

Но односеточный преобразователь с емкостной связью невыгодно применять в диапазоне длинных и средних волн. В этих диапазонах частота гетеродина сильно отличается от рабочих частот (частоты сигнала), вследствие чего входной контур на частоте гетеродина преобразователя имеет очень малое сопротивление. В результате напряжение от гетеродина на сетке преобразовательной лампы

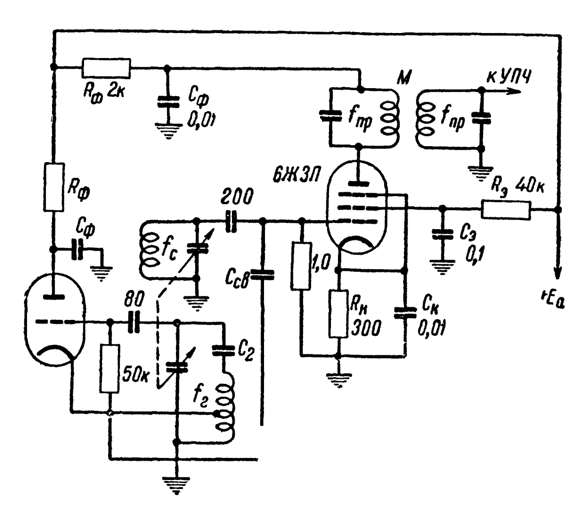


Рис 9-9. Принципиальная схема односеточного преобразователя частоты при емкостной связи с гетеродином.

оказывается близким к нулю, а крутизна преобразования ничтожно малой. Действительно, при $f_{пр}=460$ *кгц* и $f_c=$ $=1\,000$ *кгц* частота гетеродина $f_г=f_c+f_{пр}=1\,460$ *кгц*. Тогда обобщенная расстройка контура сигнала для частоты гетеродина при добротности входного контура 75 согласно (4-13) $\xi=75\,\frac{0,46\,(2\cdot1+0,46)}{1\,(1+0,46)}=58$. По второму свойству обобщенной кривой (см. стр. 45) $d\approx\xi=58$ и сопротивление сигнального контура на частоте гетеродина в 58 раз меньше его резонансного сопротивления. При резонансном сопротивлении контура 10 *ком* его сопротивление для частоты гетеродина будет всего 175 *ом* (т. е. почти короткое замыкание). Поэтому напряжение гетеродина на сетке лампы преобразователя частоты будет близким к нулю.

На частотах выше 30—50 *Мгц* входное сопротивление лампы 6Ж4 становится малым. В этих случаях лучше ис-

пользовать лампу 6Ж3П, обладающую в 9 раз большим входным сопротивлением.

На частотах выше 100—150 *Мгц* шумы преобразовательных каскадов с пентодами становятся весьма значительными. Поэтому на частотах от 150 до 1 000 *Мгц* применяются триодные преобразователи с лампами, обладающими большой крутизной и большим входным сопротивлением.

9-4. МНОГОСЕТОЧНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ЧАСТОТЫ

С тех пор, как были созданы специальные преобразовательные многосеточные лампы (1933—1934 гг.), супергетеродины стали наиболее распространенными радиоприемниками, так как они при меньшем числе ламп обладают лучшими качественными показателями, чем приемники прямого усиления. Отличительной особенностью специальных преобразовательных ламп является то, что одна такая лампа выполняет одновременно две функции: гетеродина и собственно преобразователя частоты. Наиболее распространенным типом многосеточной преобразовательной лампы является гептод. Существуют две основные модификации гептодов, отличающиеся друг от друга использованием и конструктивным выполнением сеток.

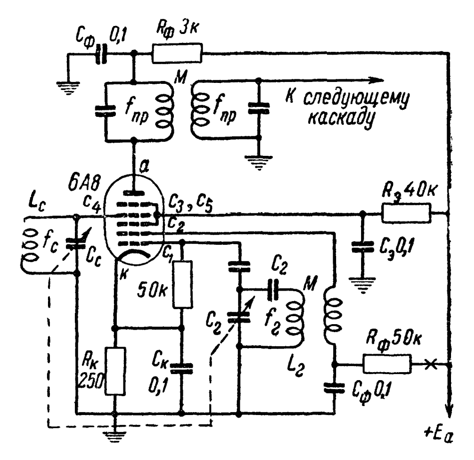


Рис. 9-10. Принципиальная схема преобразовательного каскада с гептодом 6А8.

На рис. 9-10 приведена схема преобразовательного каскада с лампой типа 6А8. Катод лампы вместе с сетками

c_1 и c_2 образуют триод, который работает в гетеродине, выполненном по схеме с индуктивной обратной связью. Сетки c_3 и c_5 являются экранирующими, причем сетка c_3 разделяет гетеродинную и сигнальную части лампы. Катод, сетки c_4, c_5 и анод образуют экранированную лампу, являющуюся собственно лампой преобразователя частоты. Нагрузкой преобразователя служит двухконтурный фильтр.

Принцип работы такого преобразователя частоты состоит в следующем. Электронный поток лампы, проходя через сетки c_1 и c_2, подвергается воздействию постоянных и переменных потенциалов, имеющихся на этих электродах. Переменные напряжения на сетках c_1 и c_2 изменяются с частотой гетеродина. Благодаря этому электронный поток, а следовательно, и крутизна характеристики лампы по сетке c_4, изменяется с той же частотой. Если на сетку c_4 подать переменное напряжение с частотой f_c, то в анодной цепи лампы будут протекать составляющие тока, определяемые (9-3). Настраивая контуры анодного фильтра на частоту $f_г—f_c$, можно выделить нужное напряжение промежуточной частоты.

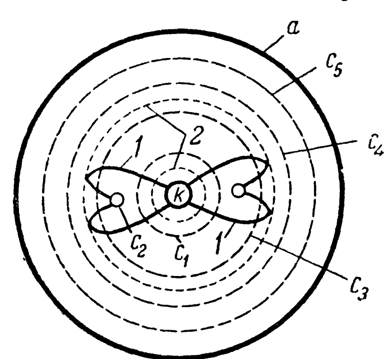


Рис. 9-11. Схематический разрез лампы 6А8.

1 — основные траектории электронов, попадающих на анод гетеродина; 2 — пространственное электронное облачко.

Переменные напряжения на сетке и аноде лампы гетеродина находятся в противофазе. Поэтому действие потенциалов сеток c_1 и c_2 на проходящий через них электронный поток противоположно. Чтобы вследствие этого амплитуда изменения крутизны лампы S_1 по сетке c_4 не уменьшилась, анод гетеродина (сетка c_2) выполнен в виде двух стержней, идущих вдоль оси лампы, в то время как все остальные сетки представляют собой спирали (рис. 9-11). При таком выполнении анод гетеродина (сетка c_2) оказывает очень слабое воздействие на электронный поток в лампе. Из-за слабого влияния анода гетеродина на электронный поток контур гетеродина в схеме с лампой 6А8 обязательно должен быть включен в цепь сетки. При включении контура в анодную цепь напряжение гетеродина на сетке c_1 будет очень мало.

Сетка c_4 имеет отрицательный потенциал по отношению к катоду, поэтому за счет торможения электронов потенциалом сетки c_4 в пространстве между сетками c_3 и c_4 создается пространственное электронное облачко. Это облачко тормозит движение электронов, летящих к аноду, и часть из них возвращается на сетку c_2. Вследствие этого большая часть электронов, попадающих на анод гетеродина, проходит по траекториям *1* (рис. 9-11), заходя в область между третьей и четвертой сетками. Благодаря такому виду траекторий полета электронов существенно возрастает крутиз-

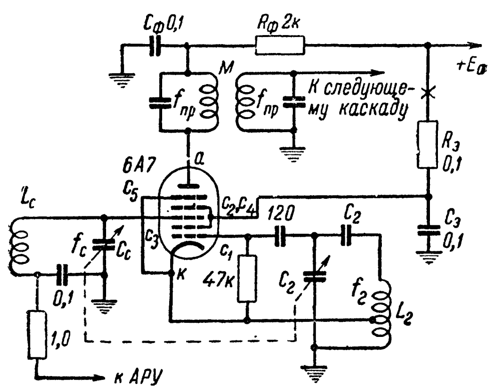


Рис. 9-12. Принципиальная схема преобразовательного каскада с гептодом 6А7.

на преобразования лампы, так как электроны, возвращающиеся на анод гетеродина, усиливают действие электронного облачка *2* на сигнальную сетку c_4. Но вследствие этого же изменение напряжения смещения на сетке c_4 влияет на режим работы гетеродина (ток сетки c_2), ухудшая стабильность частоты генерируемых им колебаний. Из-за этого недостатка лампа типа 6А8 работает плохо при регулировке ее усиления системой АРУ.

В гептоде типа 6А7 благодаря иной конструкции электродов и иной роли отдельных сеток последний недостаток устраняется. На рис. 9-12 приведена схема преобразовательного каскада с этой лампой, а на рис. 9-13 дан схематический разрез самой лампы. Сетки c_2 и c_4 у данной лампы являются экранными, сетка c_3 — сигнальной, c_5 — противодинатронной и c_1 — управляющей сеткой гетеродинной части лампы. Гетеродин собран по трехточечной автотрансформаторной схеме с заземленным по высокой частоте ано-

дом. Последнее является вынужденным потому, что обе сетки c_2 и c_4 соединены между собой внутри лампы и не имеют самостоятельных выводов, а как экранные сетки они должны иметь нулевой потенциал для переменных напряжений. Роль анода гетеродина выполняет сетка c_2.

Между второй и третьей сетками на опорных штырьках второй сетки укреплены собирающие пластины 2 (рис. 9-13). Потенциал сетки c_3 по отношению к катоду устанавливают обычно отрицательным. Поэтому сетка c_3 тормозит электроны, и часть из них возвращается на собирающие пластины 2, но с внешней стороны, а так как сетка c_2 и собирающие пластины для переменного напряжения имеют нулевой потенциал и служат экраном, то эти электроны не влияют на работу гетеродинной части лампы. Вследствие этого изменение смещения на сетке c_3 практически не сказывается на режиме гетеродинной части лампы. Наличие противодинатронной сетки c_5 увеличивает внутреннее сопротивление лампы. Это позволяет применять в анодном фильтре контуры с большим эквивалентным сопротивлением, что увеличивает коэффициент преобразования каскада, не ухудшая избирательности, так как шунтирующее действие R_i на контур будет меньше при большем R

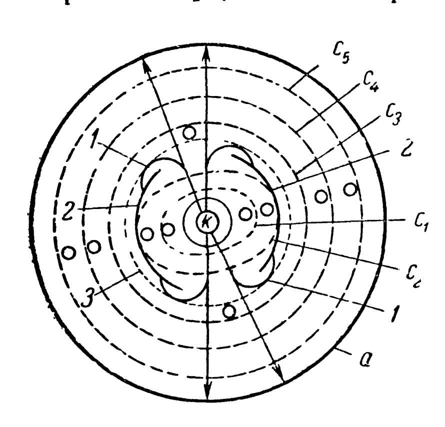


Рис. 9-13. Схематический разрез лампы 6А7.

1 — траектории электронов, возвращающихся на собирающие пластины; 2 — собирающие пластины; 3 — пространственное электронное облачко

В остальном принцип работы преобразователя частоты с гептодом 6А7 таков же, как и с лампой 6А8 В силу отмеченного выше преимущества в радиовещательных приемниках последних выпусков в преобразовательных каскадах используется лампа типа 6А7. В приемниках первого класса и радиолюбительских приемниках, имеющих 10—19-метровые диапазоны, с целью повышения стабильности работы гетеродина он выполняется на отдельной лампе. В этом случае напряжение от гетеродинного контура подается на сетку c_1 лампы 6А7 через конденсатор небольшой емкости.

Существенным недостатком гептодов является снижение их крутизны преобразования на частотах выше 10—20 *Мгц*. Вызывается это тем, что пространственный заряд перед сигнальной сеткой, изменяющийся с частотой гетеродина, создает на сигнальной сетке, а следовательно, и на входном контуре, напряжение с частотой гетеродина. Фаза этого напряжения при $f_г > f_c$ противоположна фазе напряжения на сетке c_1, почему оно как бы ослабляет действие переменного напряжения гетеродинной сетки c_1 на электронный поток лампы. Это действие тем сильнее, чем больше сопротивление сигнального контура на частоте гетеродина, так как в этом случае на сигнальном контуре создается большее напряжение с частотой гетеродина. Очевидно, что это будет тогда, когда частота сигнала близка к частоте гетеродина, т. е. при $f_c \gg f_{пр}$. С целью ослабления действия сигнальных цепей на работу гетеродина на частотах выше 10—20 *Мгц* в преобразовательных каскадах применяют обычно пентоды с гетеродином на отдельной лампе.

В гептоде электронный поток гетеродинной и преобразовательных частей лампы является общим. Электроны проходят сначала в гетеродинной части лампы, а затем в преобразовательной. Но может быть и обратное расположение сеток: у катода сигнальная, а уже затем гетеродинная. Этот вариант практически не применяется, так как не позволяет регулировать усиление каскада системой АРУ.

Кроме гептодов в качестве преобразовательных ламп используются другие комбинированные лампы, так называемые триод-гексоды. Отличительной особенностью триод-гексодов является то, что у них в одном баллоне смонтированы две лампы: триод и гексод, имеющие общий катод, но раздельные электронные потоки для каждой лампы. Конструктивно лампа выполняется так: электроды триодной части лампы монтируются вокруг одного конца катода, а электроды гексодной части — вокруг другого. Между обеими частями лампы ставится экран. По такому же принципу конструируются другие комбинированные лампы: двойные диод-триоды и двойные диод-пентоды. Сетка триодной части внутри лампы соединяется с одним из электродов преобразовательной части лампы. Благодаря этому переменное напряжение с частотой гетеродина оказывается поданным на этот электрод преобразовательной части лампы и действует на ее электронный поток.

Пример 9-2. Рассчитать параметры каскада преобразователя частоты с лампой типа 6А8 ($S_{пр} = 0{,}51$ *ма/в* и $R_i = 0{,}36$ *Мом*) и с лам-

ной типа 6А7 ($S_{пр} = 0{,}45$ *ма/в* и $R_i = 0{,}8$ *Мом*). В качестве нагрузки использовать связанные контуры, параметры которых рассчитаны в примере 6-2 ($f_{пр} = 465$ *кгц*; $C_э = 354$ *пф*; $L = 332$ *мкгн*; $R_{0э} = 67$ *ком*; $Q = 69$).

С целью получения хорошей симметрии резонансной кривой шунтируем вторичный контур сопротивлением, равны R_i. Тогда согласно (5-20) эквивалентная добротность контуров для каскада:

а) с лампой 6А8 $Q_{э1} = \dfrac{69}{1 + \dfrac{67}{360}} = 58;$

б) с лампой 6А7 $Q_{э2} = \dfrac{69}{1 + \dfrac{67}{800}} = 64.$

Согласно (4-17) получим полосу пропускания каскада:

а) с лампой 6А8 $\Delta F_1 = 1{,}41\dfrac{465}{58} = 11{,}3$ *кгц*;

б) с лампой 6А7 $\Delta F_2 = 1{,}41\dfrac{465}{64} = 10{,}2$ *кгц*.

Согласно (9-10) и (4-11) коэффициент преобразования:

а) с лампой 6А8 $K_{пр1} = 0{,}5 \cdot 0{,}51 \cdot 10^{-3}\dfrac{58}{6{,}28 \cdot 0{,}465 \cdot 10^6 \cdot 354 \cdot 10^{-12}} = 14{,}3;$

б) с лампой 6А7 $K_{пр2} = 0{,}5 \cdot 0{,}45 \cdot 10^{-3}\dfrac{64}{6{,}28 \cdot 0{,}465 \cdot 10^6 \cdot 354 \cdot 10^{-12}} = 14.$

Из данных примера видны преимущества лампы 6А7. Хотя ее крутизна преобразования на 10% меньше, чем у лампы 6А8, но с хорошими контурами она обеспечивает такое же усиление и лучшую избирательность. Эти преимущества являются следствием того, что R_i у лампы 6А7 в 2,2 раза больше, чем у лампы 6А8, и она значительно меньше шунтирует нагрузочные контуры.

9-5. ИЗБИРАТЕЛЬНОСТЬ СУПЕРГЕТЕРОДИННОГО ПРИЕМНИКА

Избирательность супергетеродинного приемника определяется не только качеством и количеством резонансных контуров, имеющихся в нем, но и величиной промежуточной частоты. Это можно уяснить из следующего.

Пусть для настройки контура гетеродина приемника выбран закон $f_г > f_c$. Тогда согласно (9-11) $f_c = f_г - f_{пр}$. Если на сигнальную сетку преобразователя частоты подать сигнал с частотой $f_з = f_г + f_{пр}$, то вместе с напряжением гетеродина этот сигнал образует разностную составляющую с частотой $f = f_з - f_г = f_{пр}$.

Следовательно, при настройке гетеродина на частоту $f_г$ и при отсутствии избирательных свойств в цепях от антенны до сигнальной сетки преобразователя частоты супергетеродинный приемник с одинаковым успехом может принимать сигналы двух радиопередатчиков или, как говорят, осуществлять прием по двум каналам: по основному (прямому) каналу на частоте f_c и по зеркальному на частоте $f_з$. Поэтому, рассматривая вопрос об избирательности супергетеродинного приемника, говорят о двух видах избирательности: об избирательности по соседним каналам, т. е.

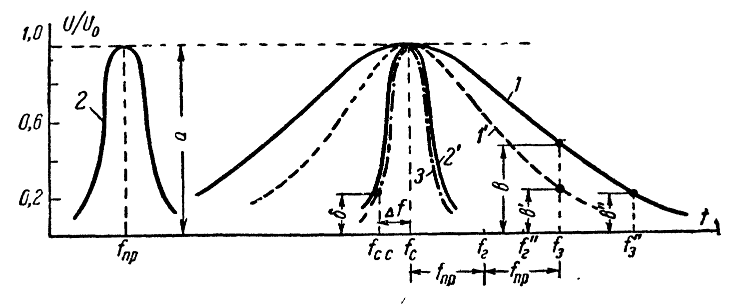


Рис. 9-14. К определению избирательности супергетеродинного приемника.

1 — суммарная резонансная кривая входной цепи и усилителя высокой частоты; 2 — суммарная резонансная кривая преобразователя частоты и усилителя промежуточной частоты; 3 — суммарная резонансная кривая приемника.

по отношению к станциям, частоты которых близки к частоте принимаемой станции (или станции основного канала), и избирательности по зеркальному (или симметричному) каналу, т. е. по отношению к станциям, частоты которых близки к частоте зеркального канала. Зеркальный канал получил свое название потому, что его частота является как бы зеркальным отображением частоты сигнала основного канала по отношению к частоте гетеродина (рис. 9-14).

Частота зеркального канала отличается от частоты прямого канала на удвоенную промежуточную частоту

$$f_з = f_c \pm 2f_{пр}. \qquad (9\text{-}18)$$

Вполне понятно, что нельзя допустить, чтобы приемник мог принимать сразу две станции.

Но через супергетеродинный приемник пройдут также сигналы передатчиков, частоты которых достаточно близки к частоте зеркального канала. Разностная частота между несущими частотами сигналов этих передатчиков и часто-

той гетеродина будет близка к промежуточной частоте приемника Поэтому сигналы с этими частотами будут проходить через усилитель промежуточной частоты с небольшими ослаблениями.

Следовательно, в цепях приемника, находящихся до сетки преобразователя частоты, т. е. во входной цепи и усилителе высокой частоты, нужно добиваться возможно большего ослабления для сигналов станций, несущая частота которых близка к частоте зеркального канала. Эти цепи супергетеродинного приемника иногда называют преселектором (предварительным селектором).

Избирательность супергетеродинного приемника по прямому каналу принято оценивать величиной ослабления несущей сигналов, частоты которых близки к частоте принимаемого сигнала (к частоте настройки приемника), т. е. так же, как и в приемнике прямого усиления.

Рассмотрим принцип построения резонансной кривой супергетеродинного приемника.

При прохождении сигналов в цепях до преобразователя частоты ослабление их несущей определяется формой резонансной кривой контуров входной цепи и усилителя высокой частоты (контуров преселектора), изображенной кривой *1* на рис. 9-14. Величина этого ослабления зависит от расстройки между частотой f_c, на которую настроены контуры преселектора, и несущей частотой данного сигнала:

$$\Delta f_1 = f_c - f_{c.c}.$$

В преобразователе частоты сигнал с несущей частотой $f_{c.c}$ преобразуется в напряжение высокой частоты с несущей частотой $f_г - f_{c.c}$. Это напряжение проходит далее через усилитель промежуточной частоты, контуры которого настроены на постоянную частоту $f_{пр}$. При прохождении сигнала в тракте промежуточной частоты ослабление его несущей определяется формой результирующей резонансной кривой контуров преобразователя частоты и усилителя промежуточной частоты (контуров тракта промежуточной частоты — кривая *2* рис. 9-14). Величина этого ослабления определится значением расстройки между несущей частотой преобразованного сигнала $f_г - f_{c.c}$ и частотой настройки контуров тракта промежуточной частоты $f_{пр}$

$$\Delta f_2 = (f_г - f_{c.c}) - f_{пр}.$$

Исходя из формулы (9-11), определяющей закон настройки гетеродинного контура, можно показать, что $\Delta f_1 = \Delta f_2$. Иначе говоря, расстройка несущей частоты сигнала по отношению к собственной частоте настройки контуров преселектора всегда оказывается численно равной расстройке несущей частоты преобразованного сигнала по отношению к промежуточной частоте приемника. Суммарное ослабление несущей частоты сигнала $f_{c.c}$ в высокочастотной части супергетеродинного приемника равно произведению ослаблений в преселекторе и тракте промежуточной частоты, т. е. произведению ординат кривых *1* и *2* на рис. 9-14 при расстройке:

$$\Delta f = f_c - f_{c\,c} = (f_г - f_{c.c}) - f_{np}.$$

Следовательно, для определения ординат результирующей резонансной кривой *3* всего приемника, определяющей избирательность приемника по соседнему каналу, нужно перемножить ординаты кривых *1* и *2* при одинаковых расстройках.

При относительном масштабе оси ординат рис. 9-14 для упрощения этого перемножения следует перенести кривую *2* вправо вдоль оси абсцисс до совмещения ее максимума с максимумом кривой *1*. После такого переноса кривая *2* изобразится кривой *2'*.

Кривая *1* обычно (за исключением длинноволновых приемников) бывает много шире кривой *2*, и ее ординаты при малых расстройках мало отличаются от единицы. Поэтому результирующая резонансная кривая *3* супергетеродинного приемника весьма близка к кривой *2'* и практически определяется резонансной кривой контуров тракта промежуточной частоты, не зависящей от частоты принимаемых сигналов.

Благодаря этому форма резонансной кривой супергетеродинного приемника и его избирательность почти не зависят от частоты настройки и одинаковы на всех диапазонах, в то время как у приемника прямого усиления избирательность ухудшается по мере увеличения рабочей частоты. В этом заключается преимущество супергетеродинного приемника перед приемником прямого усиления по избирательности. Исключение может быть лишь для приемников, у которых для низкочастотных диапазонов $f_{np} > f_c$.

Численно ослабление сигналов станций соседних каналов согласно рис. 9-14 определяется отношением $d_c = \frac{a}{б}$.

Из рис. 9-14 следует, что ослабление сигналов зеркального канала равно отношению $d_з = \frac{a}{в}$. Повысить избирательность по зеркальному каналу можно двумя способами: а) увеличением избирательности во входной цепи и усилителе высокой частоты (кривая $1'$, для которой $в' < в$ и $d'_з > d_з$); б) повышением промежуточной частоты, что перемещает точки $f_г$ и $f_з$ в точки $f''_г$ и $f''_з$, для которых $в'' < в$ и $d''_з > d_з$. Первый способ чаще применяют при сравнительно низких рабочих частотах приемника, так как в этом случае нужную избирательность удается получить при небольшом числе контуров. Второй способ применяют на СВЧ, когда первый способ не позволяет обеспечить нужные избирательные свойства до преобразователя частоты.

Следует учесть, что при повышении $f_{пр}$ ухудшается не только коэффициент усиления каскада усилителя промежуточной частоты, но и избирательность приемника по соседним каналам. Происходит это потому, что в усилителе с постоянным числом контуров и неизменной добротностью ширина резонансной кривой полосы пропускания растет прямо пропорционально рабочей частоте (см. § 6-3). С этой точки зрения величину $f_{пр}$ следует брать по возможности меньшей.

Для практического устранения помех от станций зеркального канала нужно, чтобы ослабление сигналов зеркального канала составляло не менее 1 000 (60 *дб*). При двух-трех контурах до преобразователя частоты на длинных и средних волнах удается получить ослабление по зеркальному каналу более 1 000 (60 *дб*), а на коротких и метровых волнах — более 40—200 (32—46 *дб*).

Обобщая, можно сказать, что в супергетеродинном приемнике контуры, находящиеся до преобразователя частоты, должны обеспечивать избирательность по зеркальному каналу, а контуры, находящиеся после преобразователя частоты,— по соседнему каналу.

Остановимся теперь несколько подробнее на выборе промежуточной частоты приемника в предположении, что в тракте промежуточной частоты применяются связанные контуры. Если избирательность приемника задана величинами полосы пропускания и коэффициента прямоугольности резонансной кривой приемника $K_п$, то по табл. 6-1 опре-

деляют число пар контуров, которые обеспечивают требующийся коэффициент прямоугольности. Затем задаются эквивалентной добротностью $Q_{э.пр}$ контуров, настраиваемых на промежуточную частоту. После этого по заданной полосе пропускания для высокочастотной части приемника $\Delta F_{пр}$ и обобщенной расстройке $\xi_{1,41}$, соответствующей уровню отсчета полосы пропускания при выбранном числе пар контуров (определяется по графикам рис. 4-4, 4-7, 4-8, 4-9), находят промежуточную частоту, обеспечивающую избирательность по основному каналу и заданную полосу, из формулы

$$f_{пр\ c}=\frac{\Delta F_{пр}Q_{э\ пр}}{\xi_{1,41}}. \qquad (9\text{-}19)$$

Если заданы полоса пропускания приемника $\Delta F_{пр}$ и ослабление станций соседнего канала d_c при расстройке Δf_c, то выбор промежуточной частоты можно сделать также с помощью обобщенных резонансных кривых, но только в этом случае нельзя заранее задаваться числом пар контуров. Для решения вопроса находят отношение

$$2\frac{\Delta f_c}{\Delta F_{пр}}=l.$$

В соответствии с построением обобщенных резонансных кривых очевидно (рис. 4-4), что

$$2\frac{\Delta f_c}{\Delta F_{пр}}=\frac{\xi_{dc}}{\xi_{1,41}}.$$

Следовательно,

$$\xi_{dc}=l\xi_{1,41}.$$

Поэтому нужно подобрать такую обобщенную резонансную кривую с соответствующим числом пар контуров $n_{пр}$, для которой ослабление при полученной обобщенной расстройке ξ_{dc} будет больше или равно требующемуся, т. е.

$$\xi_{dc}\geqslant l\xi_{1,41}.$$

Подставляя в формулу (9-19) $\xi_{1,41}$ для выбранной обобщенной кривой, определяют предельное наибольшее значение промежуточной частоты, обеспечивающее избирательность по соседним станциям.

Рассмотрим сказанное на примере. Пусть заданы: $\Delta F_{np} = 8$ *кгц*, $\Delta f_c = 10$ *кгц*, $d_c = 30$ и добротность контуров усилителя промежуточной частоты $Q_{э.пр} = 60$.

В данном случае необходимо иметь $l \leqslant \frac{2 \cdot 10}{8} = 2{,}5$. По кривой *3* рис. 4-7 находим, что для $n_{np} = 2$ $d_c = 30$ соответствует $\xi_{dc} = 3{,}40$. Это дает $l = \frac{3{,}4}{1{,}1} = 3{,}1$, что больше требующегося и не даст нужного ослабления соседних станций. Аналогично по кривой *3* рис. 4-8, соответствующей $n_{np} = 3$ ($\xi_{1,41} = 1$), находим для $d_c = 30$ $\xi_{dc} = 2{,}4$, что дает $l = \frac{2{,}4}{1{,}0} = 2{,}4$, т. е. меньше требующегося. Значит, это обеспечит нужное ослабление.

Действительно, согласно (9-19) $f_{np.c} = \frac{8 \cdot 60}{1} = 480$ *кгц*. При такой промежуточной частоте обобщенная расстройка, соответствующая абсолютной расстройке 10 *кгц*, из формулы (4-13а) будет $\frac{2 \cdot 10 \cdot 60}{480} = 2{,}6$. Согласно кривой *3* рис. 4-8 для $\xi_{dc} = 2{,}6$ получаем $d_c \approx 40$, что больше требующегося.

Следует отметить, что при снижении f_{np} до 460 *кгц* потребовалось бы уменьшить добротность контуров до 57,5. Однако это не уменьшило бы ослабления станций соседних каналов, так как при пропорциональном уменьшении Q и f обобщенная расстройка не изменится.

После этого определяют величину промежуточной частоты, обеспечивающую избирательность по зеркальному каналу. Для этого из конструктивных соображений задаются числом контуров, настраиваемых на частоту сигнала, n_c и их эквивалентной добротностью $Q_{э.c}$. Затем по заданному ослаблению зеркального канала $d_з$ из формулы

$$f_{np.з} \geqslant 0{,}5 f_{c.макс} \left[\sqrt{\left(1 - \frac{\sqrt[n_c]{d_з}}{2Q_c}\right)^2 + \frac{\sqrt[n_c]{d_з}}{Q_c}} - \left(1 - \frac{\sqrt[n_c]{d_з}}{2Q_c}\right) \right] \quad (9\text{-}20)$$

определяют минимальное значение f_{np}, которое обеспечит при выбранных n_c и $Q_{э.c}$ требующееся ослабление зеркального канала.

Если получится $f_{np\,з} \leqslant f_{np.c}$, то величина $f_{np.c}$ обеспечивает нужную избирательность как по основному, так и по зеркальному каналам. Если же получится $f_{np.з} > f_{np.c}$, то в этом случае величина $f_{np.c}$, давая возможность получить требуемую избирательность по соседним каналам,

не обеспечит ее по зеркальному каналу. Дальнейшее решение по выбору промежуточной частоты должно идти тремя путями: а) за счет улучшения качества или увеличения числа контуров после преобразователя частоты, благодаря чему повысится $f_{пр\,с}$, при которой будет обеспечена заданная полоса пропускания приемника (9-19); б) за счет улучшения качества или увеличения числа контуров, настраиваемых на частоту сигнала, что уменьшит соответственно $f_{пр.з}$ (9-20); в) за счет соответствующего ослабления избирательности по зеркальному или соседним каналам (смотря по тому, что важнее).

Необходимо также, чтобы $f_{пр}$ лежала вне диапазона принимаемых частот, так как в противном случае будут возможны сильные помехи радиоприему в виде комбинационных искажений (см. § 9-7). Кроме того, если промежуточная частота будет лежать в диапазоне рабочих частот приемника, то при приеме станций с частотами, близкими к промежуточной, все каскады высокочастотной части приемника будут настроены на одну частоту, что может привести к самовозбуждению приемника из-за слишком большого числа каскадов, работающих на одной частоте.

Пример 9-3. Выбрать промежуточную частоту приемника, который должен иметь: диапазоны рабочих частот от 0,15 до 0,42 *Мгц*, от 0,51 до 1,5 *Мгц* и от 6 до 15 *Мгц*; $K_{п10} \leqslant 2{,}0$; полосу пропускания 7 *кгц* и ослабление зеркального канала больше 120. В приемнике должно быть два контура с эквивалентной добротностью 75, настраиваемых на частоту сигнала; эквивалентная добротность контуров приемника, настроенных на промежуточную частоту, равна 60.

Из табл. 6-1 видим, что резонансный усилитель даже с 10 каскадами не может обеспечить заданного $K_{п10}$. Поэтому нагрузкой преобразователя частоты и каскадов усилителя промежуточной частоты должны быть полосовые фильтры. Из табл. 6-1 находим, что $K_{п10} \leqslant 2{,}0$ обеспечивают три пары контуров с критической связью ($\eta = 1$). При трех парах контуров из кривой *3* рис. 4-8 находим $\xi_{1,41} = 1{,}0$ и согласно (9-19) $f_{пр.с} = \frac{7 \cdot 60}{1{,}0} = 420$ *кгц*. Из (9-20) $f_{пр.з} = \frac{15\,000}{2} \times$

$$\times \left[\sqrt{\left(1 - \frac{\sqrt{120}}{150}\right)^2 + \frac{\sqrt{120}}{75}} - \left(1 - \frac{\sqrt{120}}{150}\right) \right] = 585 \text{ кгц}.$$

Полученные частоты нельзя взять в качестве промежуточной частоты, так как они находятся в диапазонах рабочих частот приемника. Между первым и вторым диапазонами приемника имеется провал от 420 до 510 *кгц*. Поэтому в качестве промежуточной можно взять среднюю частоту этого провала, равную 465 *кгц*. В этом случае полоса пропускания приемника

согласно (9-19) будет 7,75 *кгц*, что допустимо (если нужно, то может быть снижена до 7 *кгц* повышением добротности контуров промежуточной частоты до 66), а требующаяся избирательность по зеркальному каналу не будет удовлетворяться лишь на конце коротковолнового диапазона от 11,5 до 15 *Мгц*, что вполне допустимо (может быть устранено повышением добротности сигнальных контуров до 91)

9-6. СОПРЯЖЕНИЕ НАСТРОЕК КОНТУРОВ В СУПЕРГЕТЕРОДИННОМ ПРИЕМНИКЕ

При настройке супергетеродинного приемника на какую-либо станцию или при перестройке его на другую станцию нужно одновременно изменить частоту гетеродина и частоту настройки контуров входной цепи и усилителя высокой частоты Изменение частот этих контуров необходимо производить так, чтобы разность между ними оставалась постоянной и равной промежуточной частоте приемника, на которую настроены нагрузочные контуры преобразователя частоты и каскадов усилителя промежуточной частоты.

Для настройки контуров приемников обычно применяют конденсаторы переменной емкости, которые дают почти линейную зависимость собственной частоты контура от угла поворота их роторов. Благодаря этому в приемнике можно иметь почти равномерную шкалу настройки. Законы изменения собственных частот сигнальных и гетеродинного контуров для этого случая в упрощенном виде представлены графически на рис. 9-15 прямыми линиями *1* и *2* (на рисунке принято $f_г > f_c$ и $k_д = 2$).

В современных супергетеродинных приемниках настройку сигнальных и гетеродинного контуров обычно производят

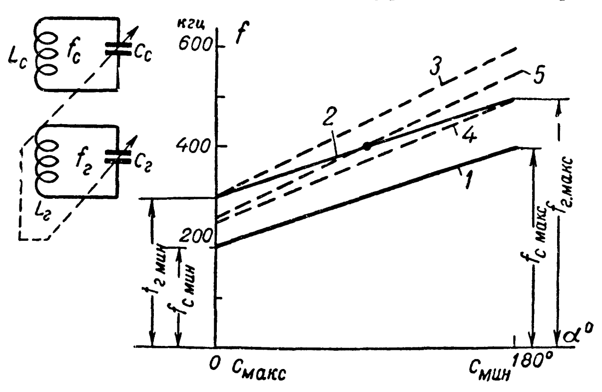


Рис. 9-15. Графики зависимости собственных частот контуров супергетеродинного приемника с однотипными прямочастотными конденсаторами переменной емкости при сопряжении настроек индуктивностью.

одинаковыми конденсаторами переменной емкости, собранными в общий блок. При этом максимальные и минимальные емкости всех контуров получаются практически одинаковыми. Одинаковым для всех контуров будет и коэффициент диапазона $k_д$.

В связи с этим при настройке приемника разность между частотой гетеродина и собственной частотой контуров, настраиваемых на частоту сигнала, не будет сохраняться постоянной. На рис. 9-15 с учетом принятого упрощения прямыми пунктирными линиями *3*, *4* и *5* показаны зависимости частоты гетеродина от угла поворота ротора конденсаторов для трех случаев, а именно, когда подбором величины индуктивности контура гетеродина $L_г$ точное сопряжение установлено в начале[1] (прямая *3*), середине (прямая *5*) и в конце (прямая *4*) диапазона.

Допустим, что точное сопряжение настроек имеет место в начале диапазона ($f_г - f_c = f_{пр}$ при $f_{с.мин}$). В этом случае $f_{г.мин} = 300$ *кгц*, а $f_{г\,макс} = k_д f_{г.мин} = 2 \cdot 300 = 600$ *кгц* вместо необходимых 500 *кгц*. Нагрузочные контуры преобразователя частоты настроены на фиксированную частоту — промежуточную частоту приемника, равную в нашем случае 100 *кгц*. Поэтому напряжение полезной комбинационной составляющей на выходе преобразователя будет получаться только от тех сигналов, частота которых определяется соотношением $f_c = f_г - f_{пр}$. В конце диапазона частота гетеродина равна 600 *кгц*. Следовательно, полезную разностную составляющую $f_{пр} = 100$ *кгц* дает сигнал, частота которого $f_c = f_г - f_{пр} = 600 - 100 = 500$ *кгц*. Но так как при этом сигнальные контуры настроены на частоту 400 *кгц*, напряжение полезного сигнала на входе преобразователя частоты окажется очень малым. Малым оно будет и на выходе преобразователя и, естественно, на выходе всего приемника.

Подтвердим сказанное примером. Пусть до преобразователя частоты имеется два сигнальных контура с $Q_{э.с} = 60$. Тогда для конца диапазона обобщенная расстройка полезного сигнала по отношению к частоте настройки сигнальных контуров составит ($\Delta f = 500 - 400 = 100$ *кгц*)

$$\xi_c = \frac{2 \cdot 100 \cdot 60}{400} = 30.$$

[1] Здесь и далее началом диапазона будем называть его минимальную частоту, а концом — максимальную.

По кривой 3 рис. 4-7 получим $d_c = 900$, т. е. контуры преселектора ослабят сигнал в 900 раз. Во столько же раз из-за неточности сопряжения контуров уменьшится чувствительность всего приемника.

Аналогичные рассуждения могут быть приведены для случаев точного сопряжения настроек в конце и середине диапазона.

Качество сопряжения настройки контуров оценивается величиной относительной погрешности сопряжения, которую определим уравнением

$$\beta = \frac{\Delta f}{f_c} = \frac{(f_г - f_c) - f_{пр}}{f_c}. \qquad (9\text{-}21)$$

В примере, приведенном на рис. 9-15, наибольшая относительная погрешность сопряжения при точном сопряжении контура гетеродина в начале или конце диапазона одинакова. Действительно, для прямой 3

$$\beta_{макс} = \frac{(600 - 400) - 100}{400} = 0{,}25,$$

а для прямой 4

$$\beta_{макс} = \frac{(250 - 200) - 100}{200} = -0{,}25.$$

При точном сопряжении контура гетеродина в средней точке диапазона наибольшая относительная погрешность сопряжения (а также и абсолютная погрешность Δf) получается в 2 раза меньше.

Для получения точного сопряжения по всему рабочему диапазону частот при $f_г > f_c$ коэффициенты диапазонов сигнального и гетеродинного контуров должны быть связаны соотношением

$$k_{д\,г} = k_{д.с} \frac{1 + \dfrac{f_{пр}}{k_{д.с}\, f_{с.мин}}}{1 + \dfrac{f_{пр}}{f_{с\,мин}}}.$$

Так как коэффициент диапазона сигнального контура всегда больше единицы, то коэффициент диапазона гетеродинного контура должен быть меньше сигнального. Достигнуть этого можно тремя методами: а) применением неодинаковых конденсаторов переменной емкости в контурах гетеродина и сигнала, обеспечивающих нужный закон изменения частоты гетеродинного контура (прямая 2); б) предва-

рительным сдвигом ротора конденсатора гетеродинного контура на определенный угол, равный в частотной шкале промежуточной частоте; в) применением в контуре гетеродина специальных конденсаторов сопряжения.

Первые два метода почти никогда не применяются: первый из-за своей производственной и конструктивной сложности, а второй из-за уменьшения рабочего угла поворота ротора. Они еще более сложны в применении, если приемник имеет несколько диапазонов, так как в случае а) для каждого диапазона требуется своя форма роторных пластин, для случая б) — свой угол сдвига ротора.

Рассмотрим более подробно третий метод. В случае, соответствующем прямой *3* рис. 9-15, необходимо добиться уменьшения собственной частоты гетеродинного контура в конце диапазона. Это можно осуществить, подключив параллельно конденсатору $C_г$ контура гетеродина конденсатор C_1 небольшой емкости. Например, пусть для рис. 9-15

$$C_{мин}=50\ пф \text{ и } C_{макс}=200\ пф\left(k_д=\sqrt{\frac{C_{макс}}{C_{мин}}}=2\right).$$

Тогда, если взять емкость конденсатора $C_1=33\ пф$, то

$$k_{д.г}=\sqrt{\frac{C_{г.макс}}{C_{г\ мин}}}=\sqrt{\frac{200+33}{50+33}}=1,67,$$

что и требуется по условию.

Для определения величин C_1 и $L_г$ можно пользоваться следующими простыми формулами, если добиваться сопряжения по концам диапазона:

$$C_1=\frac{C_{макс}-k_{д.г}^2 C_{мин}}{k_{д\ г}^2-1}, \tag{9-22}$$

$$L_г=\frac{2,53\cdot 10^{10}}{f_{г.мин}^2\cdot(C_{макс}+C_1)}. \tag{9-23}$$

Здесь C_1, $C_{макс}$ и $C_{мин}$ — в *пф*, $f_г$ — в *кгц*, $L_г$ — в *мкгн*. Соответствующие графики и схемы контуров для этого случая изображены на рис. 9-16,*а*. Максимальная погрешность сопряжения частоты контура гетеродина здесь будет меньше, чем при отсутствии конденсатора C_1 (прямая *3* рис. 9-15).

При подборе $L_г$ в конце диапазона (прямая *4* рис. 9-15) для уменьшения погрешности сопряжения настройки гетеродинного контура следует увеличить его собственную частоту в начале диапазона. Этого можно достигнуть, включив последовательно с контурным конденсатором $C_г$ конденсатор C_2 достаточно большой емкости, влияние которого не сказывалось бы в конце диапазона, что будет при $C_2 >$

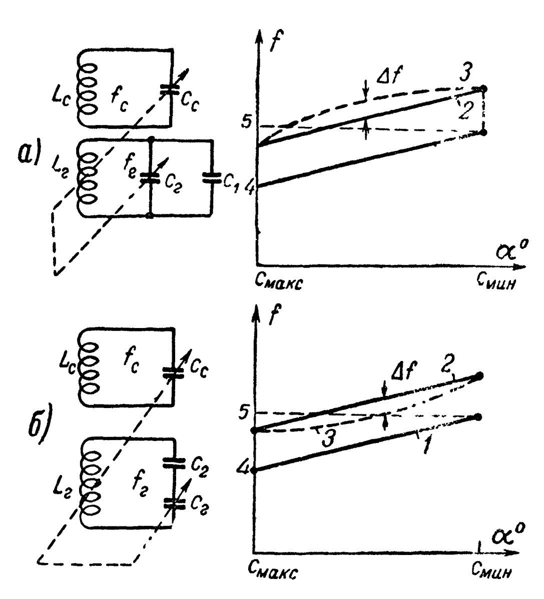


Рис. 9-16. Графики зависимости собственных частот контуров супергетеродинного приемника при сопряжении настроек с помощью одного добавочного конденсатора.

1 — для контура сигнала; *2* — необходимая зависимость для контура гетеродина; *3* — реальная зависимость для контура гетеродина, *4* и *5* — частоты точного сопряжения.

$> C_{г\,макс}$. Так, если при $C_{мин} = 50$ *пф* и $C_{макс} = 200$ *пф* взять $C_2 = 297$ *пф*, то

$$k_{д.г} = \sqrt{\frac{\frac{200 \cdot 297}{200 + 297}}{\frac{50 \cdot 297}{50 + 297}}} = 1{,}67,$$

что и требуется.

Значение емкости C_2 и индуктивности $L_г$ для данного случая сопряжения настроек по концам диапазона могут быть рассчитаны по формулам:

$$C_2 = \frac{(k_{д\,г}^2 - 1)\,C_{мин}}{1 - k_{д.г}^2 \dfrac{C_{мин}}{C_{макс}}}; \tag{9-24}$$

$$L = \frac{2{,}53 \cdot 10^{10}\,(C_{макс} + C_2)}{f_{г\,мин}^2\, C_2\, C_{макс}}. \tag{9-25}$$

Здесь также емкости — в *пф*, частота — в *кгц* и $L_г$ в *мкгн*. Рис. 9-16,*б* иллюстрирует этот случай.

Для прямой *5* рис. 9-15, очевидно, необходимо включить в контур гетеродина оба сопрягающих конденсатора C_1 и C_2, так как в этом случае в начале диапазона необходимо увеличить собственную частоту контура, а в конце — уменьшить Наиболее выгодным случаем с наименьшим значением погрешности настройки контура гетеродина будет такой, когда с помощью емкостей C_1 и C_2 осуществляется сопряжение настроек в точках, несколько отстоящих от концов

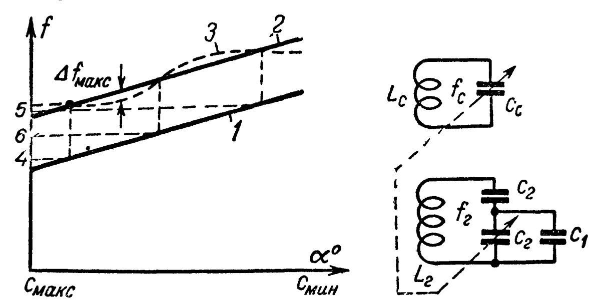


Рис. 9-17. График зависимости собственных частот контуров супергетеродинного приемника для случая сопряжения настроек с помощью двух добавочных конденсаторов

1 — для контура сигнала; *2* — необходимая для контура гетеродина, *3* — реальная для контура гетеродина; *4*, *5* и *6* — частоты точного сопряжения

диапазона. Это представлено на рис. 9-17. Из него нетрудно видеть, что погрешности в настройке контура гетеродина будут значительно меньше, чем в каждом из случаев сопряжения с помощью одного добавочного конденсатора.

При одноручечной настройке контуров супергетеродинного приемника приемник настраивается по максимуму напряжения на его выходе. Последнее обычно имеет место,

когда частота колебаний, генерируемых гетеродином, близка к $f_г = f_c + f_{пр}$, а контуры сигнальных цепей несколько расстроены относительно частоты принимаемого сигнала (на Δf из рис. 9-16 и 9-17). Причина этого лежит в том, что резонансная кривая контуров, настроенных на промежуточную частоту, обычно у́же, чем резонансная кривая контуров сигнала (рис. 9-14). Даже при небольших отклонениях разностной частоты $f_г - f_c$ от $f_{пр}$ приемника напряжение на выходе преобразователя частоты сильно падает и тем резче, чем больше это различие частот и круче боковые ветви резонансной кривой контуров, настроенных на промежуточную частоту (ср. кривые *2* и *1* на рис. 9-14). В то же время при той же расстройке Δf контуров преселектора относительно частоты принимаемого сигнала ослабление сигнала будет незначительным, так как резонансная кривая преселектора обычно в 10—20 раз шире резонансной кривой тракта промежуточной частоты (рис. 9-14). Поэтому для нормальной работы супергетеродинного приемника максимальное значение погрешности сопряжения настройки контура гетеродина Δf не должно превышать половины полосы пропускания цепей приемника до преобразователя частоты

$$\Delta f_{макс} \leqslant 0{,}5 \Delta F_c. \qquad (9\text{-}26)$$

При больших значениях ΔF_c (на коротких волнах) иногда бывает достаточно применять сопряжение с одним сопрягающим конденсатором. Методика расчета сопрягающих конденсаторов C_1 и C_2 приведена в книге В. И. Сифорова „Радиоприемные устройства", Воениздат, 1954. Упрощенный способ расчета этих конденсаторов с помощью номограмм разработан А. А. Савельевым (см. журнал „Радиотехника" № 3 за 1952 г.) Однако он не позволяет определить получающуюся наибольшую погрешность сопряжения $\Delta f_{макс}$. Поэтому величину $\Delta f_{макс}$ в этом случае необходимо найти опытным путем (см. § 16-5). Вторым недостатком расчета сопряжения по номограммам А. А. Савельева является то, что сопряжение настроек ведется в крайних и средней точках диапазона, а не отступая от его концов, когда получается наименьшая погрешность сопряжения (рис. 9-17).

Номограммы Савельева приведены на рис. 9-18, 9-19 и 9-20. Чтобы найти емкости сопрягающих конденсаторов, следует для каждого диапазона определить коэффициент

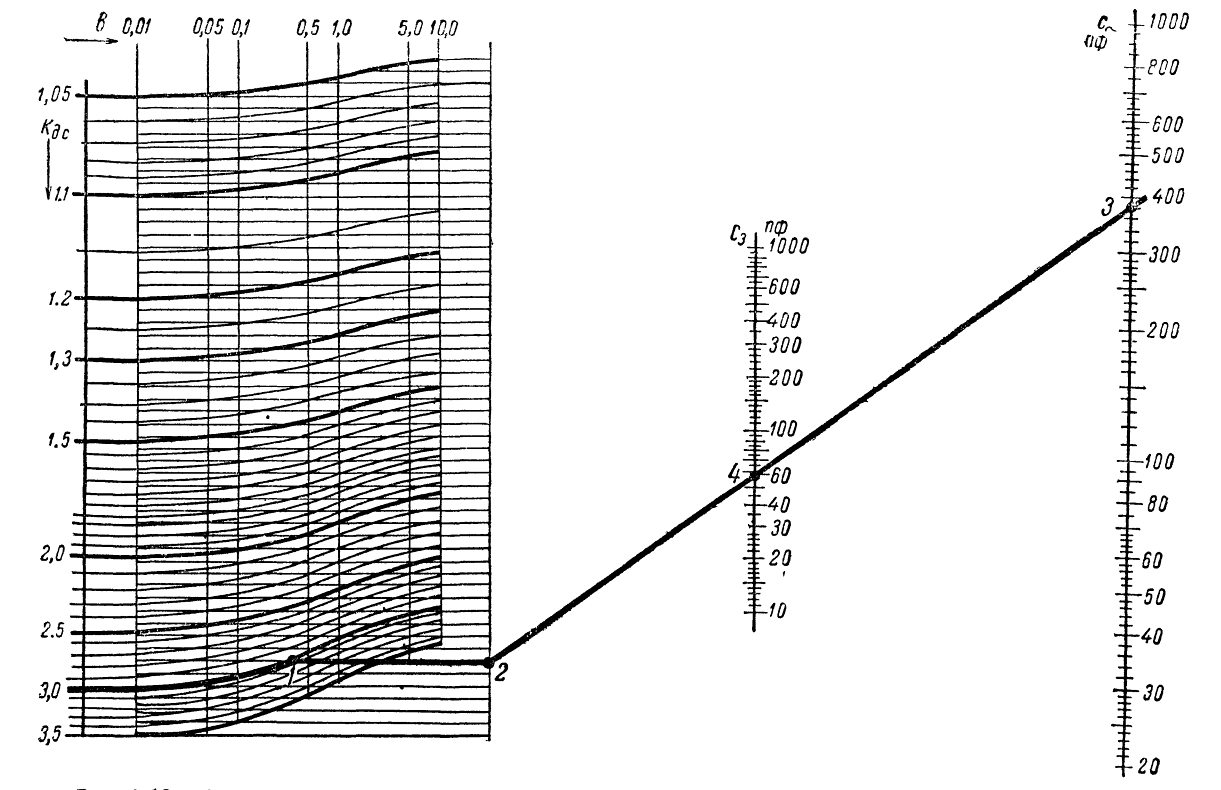


Рис. 9-18. Номограмма для определения емкости параллельного сопрягающего конденсатора.

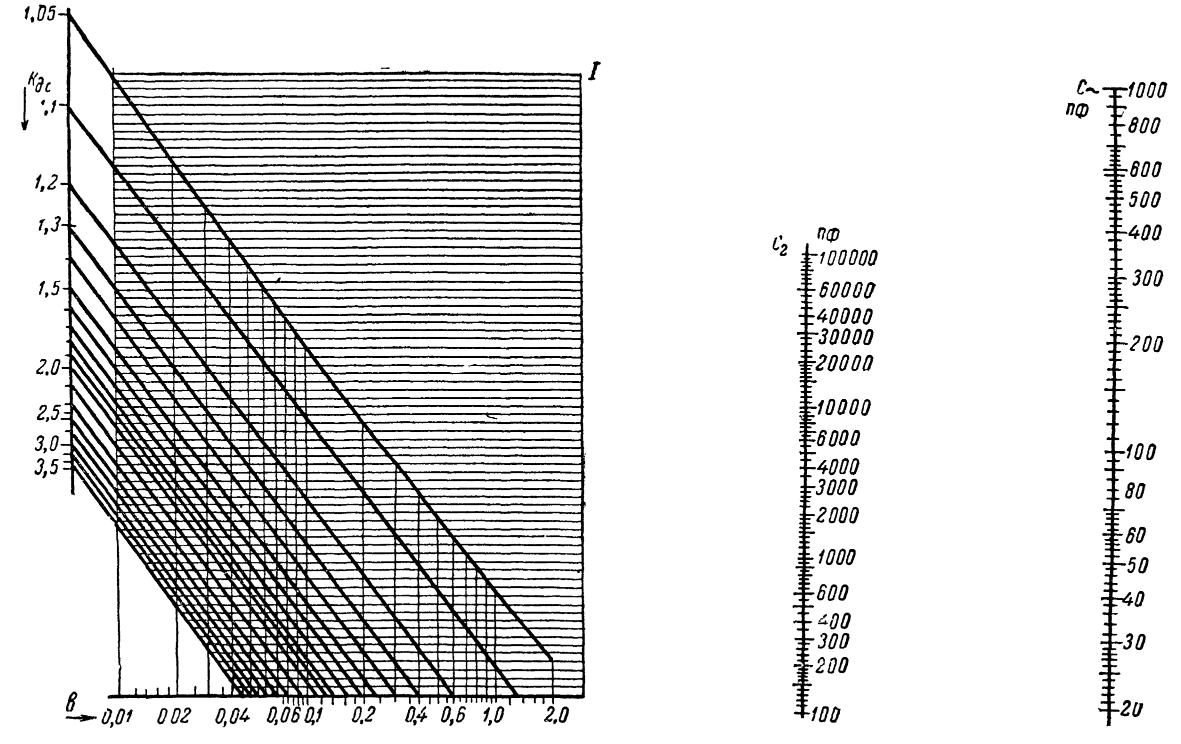


Рис 9-19 Номограмма для определения емкости последовательного сопрягающего конденсатора.

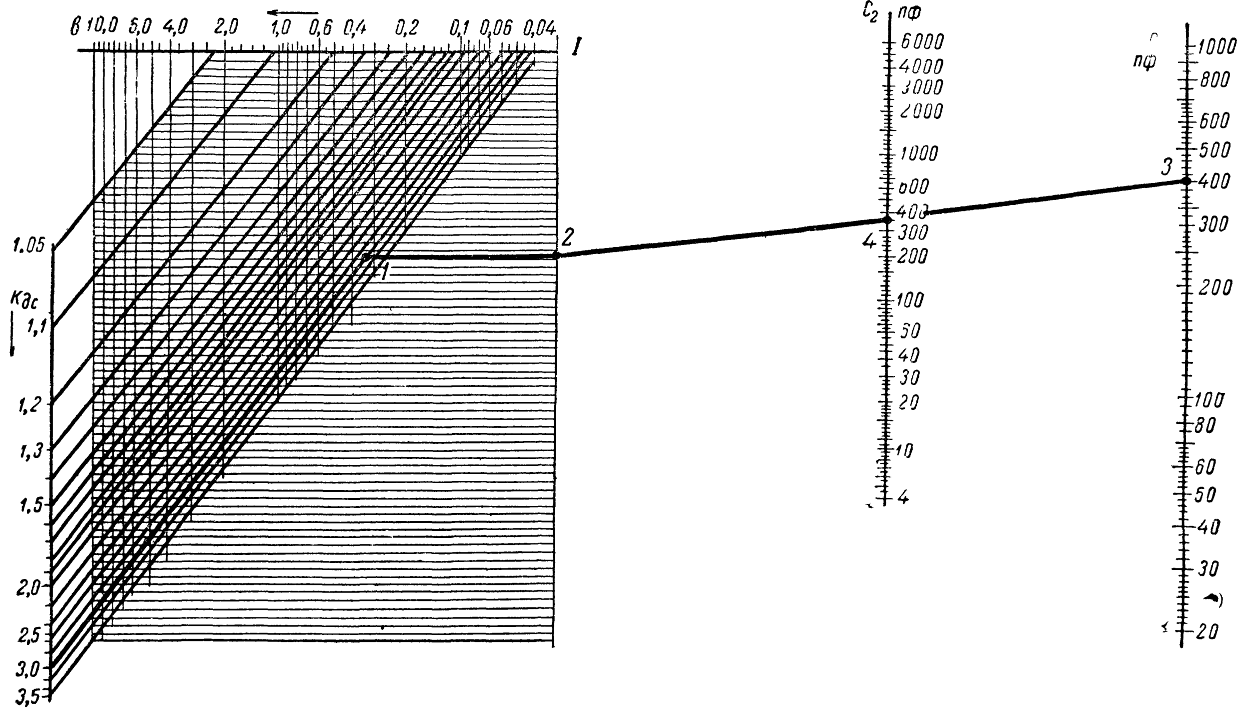


Рис. 9-20 Номограмма для определения емкости последовательного сопрягающего конденсатора.

$b=\frac{f_{пр}}{f_{с\ макс}}$ и разность $C_{э\ макс}-C_{э\ мин}=C_{\smile}$. Затем по известному $k_{д\ с}$ и вычисленным значениям коэффициента b и емкости $C_{\smile}$ с помощью номограммы рис. 9-18 можно найти значение емкости C_3. Путь нахождения емкости C_3 показан на рис. 9-18 для таких данных

$$C_{э\ мин}=50\ пф,\ C_{э\ макс}=450\ пф,\ k_{д\ с}=3,$$
$$f_{с\ мин}=500\ кгц,\quad f_{с\ макс}=1\,500\ кгц,\quad f_{пр}=460\ кгц.$$

В этом случае

$$b=\frac{460}{1\,500}=0{,}31$$

и

$$C_{\smile}=450-50=400\ пф.$$

По кривой, соответствующей $k_{д\ с}=3$, следует двигаться слева направо до пересечения с вертикальной прямой, соответствующей величине $b=0{,}31$. Место пересечения обозначено точкой *1*. Следует учесть, что масштаб для величин b взят логарифмический. Затем от этой точки нужно двигаться по горизонтальной прямой слева направо до пересечения с вертикальной прямой, обозначенной цифрой *1*. Это место пересечения обозначено точкой *2*. После этого точку *2* следует соединить прямой линией с соответствующей точкой шкалы $C_{\smile}$ (в нашем случае $C_{\smile}=400\ пф$, что отмечено точкой *3*). Пересечение этой прямой со шкалой (точка *4*) для C_3 и дает искомую величину вспомогательной емкости $C_3=60\ пф$. Дальше определяется емкость параллельного сопрягающего конденсатора C_1 из формулы

$$C_1=C_3-C_{э\ мин}.$$

В нашем случае

$$C_1=60-50=10\ пф.$$

Следует учесть, что емкость $C_{э\ мин}=C_{к\ мин}+C_{сх}$, где $C_{к\ мин}$ — минимальная емкость переменного конденсатора, $C_{сх}$ — емкость схемы.

Емкость последовательного сопрягающего конденсатора C_2 находится по номограмме рис. 9-19 или 9-20 (они дополняют друг друга). В нашем случае следует воспользоваться рис. 9-20. По прямой, соответствующей $k_{д\ с}=3$,

нужно двигаться слева вверх направо до пересечения с вертикальной прямой, отвечающей $b=0{,}31$ (точка *1*)*. От точки *1* следует двигаться слева направо по горизонтальной прямой до пересечения с вертикальной прямой, обозначенной цифрой 1 (точка *2*). Затем точку *2* нужно соединить прямой линией с соответствующей точкой шкалы $C_{\smile}$ (точка *3*) Пересечение этой прямой со шкалой C_2 и даст искомую величину емкости $C_2=370$ *пф*

Индуктивность катушки контура гетеродина в микрогенри рассчитывается по формуле $L_г=\frac{2{,}53\ 10^{10}(C_2+C_3)}{(f_{с\ макс}+f_{пр})^2 C_2 C_3}$, если емкости брать в пикофарадах, а частоты в килогерцах. В нашем случае

$$L_г=\frac{2{,}53\,(370+60)\ 10^{10}}{(1\,500+460)^2\cdot 370\ 60}=128\ мкгн$$

Подгонку точного сопряжения в средней части диапазона в этом случае необходимо производить при настройке сигнальных контуров на частоту $f_{ср}=\sqrt{f_{с\ мин}f_{с\ макс}}$. В рассматриваемом случае $f_{ср}=\sqrt{500\cdot 1\,500}=865$ *кгц*.

9-7. ВЫБОР РЕЖИМА РАБОТЫ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ЧАСТОТЫ

Качество работы супергетеродинного приемника во многом зависит от режима работы преобразователя частоты. Определяя режим преобразователя, необходимо правильно выбрать величины питающих напряжений на электродах преобразовательной лампы и ее рабочую точку, амплитуду напряжения гетеродина и минимальную амплитуду сигнала При этом нужно стремиться к тому, чтобы получить наибольший коэффициент преобразования при минимальных искажениях и наименьшем уровне собственных шумов.

Коэффициент преобразования каскада получается тем большим, чем больше крутизна преобразования. Последняя зависит от выбора рабочей точки и величины напряжения гетеродина. Зависимость $S_{пр}$ от $U_{mг}$ обычно имеет вид кривой, изображенной на рис. 9-4. При изменении амплитуды напряжения гетеродина от 0 до $U_{mг1}$ крутизна преобразования линейно растет с увеличением $U_{mг}$. Следовательно, также будет расти и коэффициент преобразования

---

* Если пользоваться рис 9-19, то надо двигаться по прямой, соответствующей нашему $k_{д\ с}$, слева вниз направо.

каскада. При увеличении напряжения гетеродина больше значения $U_{mг1}$ рост $S_{пр}$ замедляется, а работа преобразователя может сопровождаться сильными нелинейными искажениями. Поэтому практически не имеет смысла брать $U_{mг} > U_{mг1}$. Величина $U_{mг1}$ колеблется для различных ламп в пределах от 3 до 12 *в* и легко может быть определена при налаживании преобразователя частоты.

Нелинейные искажения в преобразователе частоты наиболее сильно проявляются в виде комбинационных и перекрестных искажений. Перекрестные искажения, так же как и в усилителях высокой частоты, являются следствием нелинейности характеристики лампы и недостаточной избирательности предыдущих цепей приемника. Поэтому на них более подробно останавливаться не будем.

Комбинационные искажения проявляются в том, что на выходе преобразователя частоты, кроме напряжения полезной комбинационной составляющей с частотой $f_г - f_c$, появляются дополнительные напряжения, частоты которых близки к промежуточной частоте приемника.

Рассмотрим сказанное на примерах. Допустим, что промежуточная частота приемника выбрана равной 465 *кгц*, частота принимаемого сигнала 927 *кгц* и $f_г = f_c + f_{пр} = 1\,392$ *кгц*. Вследствие нелинейности характеристики лампы преобразователя частоты при синусоидальном сигнале ее анодный ток содержит гармонические составляющие частоты сигнала. Взаимодействие второй гармоники сигнала с первой гармоникой гетеродинного напряжения даст разностную комбинационную составляющую с частотой $f_{к\,вр} = 2f_c - f_г = 2 \cdot 927 - 1\,392 = 462$ *кгц*. Следовательно, на выходе преобразователя частоты будут созданы два напряжения: от полезной комбинационной составляющей с частотой $f_г - f_c = 465$ *кгц* и от вредной комбинационной составляющей с частотой 462 *кгц*.

Нагрузочные контуры преобразователя частоты и усилителя промежуточной частоты настроены на частоту 465 *кгц*. Поэтому напряжение с частотой 462 *кгц* пройдет через тракт промежуточной частоты приемника без существенных ослаблений и на входе детектора будут действовать два напряжения с отмеченными выше частотами. Режим работы детектора будет аналогичен режиму гетеродинного детектирования. В результате на выходе детектора получится напряжение с разностной частотой $F = 465 - 462 = 3$ *кгц*. Оно будет прослушиваться в виде чистого

тона (свиста), почему этот вид нелинейных искажений называют также интерференционными свистами. Если сигнал принимаемой станции модулирован, то ее программа (музыка или речь) будет сопровождаться „свистом“ с частотой 3,0 *кгц*.

Если при приеме станции, работающей на частоте 306 *кгц* (промежуточная частота приемника 460 *кгц* и $f_г = f_c + f_{пр} = 306 + 460 = 766$ *кгц*), в анодном токе лампы будет иметь место четвертая гармоника сигнала, то $4f_c - f_г = 1\,224 - 766 = 458$ *кгц*. Частота вредной комбинационной составляющей в этом случае будет равна 458 *кгц*, а частота свиста комбинационного искажения — 2 *кгц*.

В тех супергетеродинных приемниках, в которых частота гетеродина берется больше частоты сигнала, наиболее сильные комбинационные искажения возникают при приеме станций с частотами, близкими к

$$0{,}33 f_{пр};\ 0{,}5 f_{пр};\ 0{,}67 f_{пр};\ f_{пр};\ 1{,}5 f_{пр}$$
$$2 f_{пр};\ 3 f_{пр};\ 4 f_{пр}. \qquad (9\text{-}27)$$

При стандартной промежуточной частоте для радиовещательных приемников 465 *кгц* прием с сильными искажениями возможен на частотах, близких к 153, 232, 311, 465, 697, 930, 1 395 и 1 860 *кгц*. В этом легко убедиться при эксплуатации приемников 2-го и 3-го классов, в которых не принимается специальных мер для значительного ослабления комбинационных искажений. Особенно сильными комбинационными искажениями сопровождается прием станций с частотами, близкими к промежуточной. Если $f_{пр} = 465$ *кгц*, а частота принимаемого сигнала 462 *кгц*, то очевидно, что напряжение сигнала с частотой 462 *кгц* непосредственно пройдет через преобразовательный каскад (он будет работать просто усилителем) и поступит на вход детектора. Кроме того, на вход детектора поступит напряжение полезной комбинационной составляющей, имеющей частоту 465 *кгц*. В результате одновременного детектирования этих напряжений на выходе детектора и приемника в целом получится напряжение с разностной частотой 3 *кгц*. Оно будет особенно сильно, так как непосредственно проходящий сигнал с частотой 462 *кгц* превысит напряжение полезной комбинационной составляющей. Произойдет это потому, что крутизна лампы в усилительном режиме примерно в 4 раза больше крутизны преобразования. Именно этим и объясняется то, что в радиовещательных приемниках про-

межуточная частота, как правило, выбирается в промежутке между длинноволновым и средневолновым диапазонами.

Тон комбинационных искажений меняется с изменением частоты гетеродина (при вращении ручки настройки приемника). Он повышается при удалении частоты гетеродина от требующегося значения $f_г = f_c + f_{пр}$. В этом легко убедиться на любом из рассмотренных выше примеров. Если в первом примере частоту гетеродина изменить на 2 *кгц* в сторону увеличения, то частота свиста возрастет до 7 *кгц*. Действительно, частота вредной комбинационной составляющей станет равной $2f_c - f_г = 2 \cdot 927 - 1\,394 = 460$ *кгц*, а частота полезной комбинационной составляющей будет $f_г - f_c = 1\,394 - 927 = 467$ *кгц*.

Если выбрать частоту гетеродина ниже частоты сигнала ($f_г = f_c - f_{пр}$), то в этом случае наиболее сильные вредные комбинационные составляющие будут определяться гармониками гетеродина. Они, как правило, имеют больший удельный вес, потому что амплитуда напряжения гетеродина с целью повышения $S_{пр}$ берется большой и работа преобразователя не всегда происходит на линейной части зависимости крутизны от напряжения гетеродина. Это является одной из причин того, что в радиовещательных приемниках частоту гетеродина выбирают большей, чем частота сигнала.

Для ослабления комбинационных искажений следует: а) уменьшить уровень сигнала до предела, при котором анодно-сеточную характеристику лампы можно считать отрезком прямой линии (чтобы не было составляющих тока с гармониками частоты сигнала); б) выбирать рабочую точку в середине линейного участка характеристики, выражающей зависимость крутизны от напряжения гетеродина; в) амплитуду напряжения, подводимого от гетеродина, брать не более чем $U_{mг1}$ из рис. 9-4.

Кроме указанных причин, комбинационные искажения могут образоваться вследствие действия мешающих станций. Например, если приемник с промежуточной частотой 465 *кгц* настроен на частоту $f_c = 166$ *кгц*, а на частоте $f_п = 157$ *кгц* работает мощная мешающая станция, то четвертая гармоника мешающей станции вместе с основной частотой принимаемой станции создаст в преобразователе частоты вредную комбинационную составляющую с частотой $4f_п - f_c = 4 \cdot 157 - 166 = 462$ *кгц*. На выходе приемника в этом случае, кроме программ принимаемой и ме-

шающей станций, будет слышен свист с частотой 3 *кгц*. В данном случае небольшое изменение частоты настройки приемника не изменит частоты свиста.

Чтобы ослабить данный вид искажений, кроме правильного выбора рабочей точки лампы преобразователя частоты и уменьшения амплитуды полезного сигнала на его входе, необходимо еще уменьшить амплитуду мешающего сигнала на входе преобразователя частоты. Последнее может быть достигнуто улучшением избирательности входной цепи и усилителя высокой частоты.

После всего сказанного можно сформулировать методику выбора режима работы преобразователя частоты.

1) Прежде всего необходимо выбрать рабочую точку преобразовательной лампы в середине линейного участка характеристики зависимости крутизны от напряжения на гетеродинной сетке (см. рис. 9-3,*а*). (Для специальных преобразовательных ламп рабочий режим дается в справочниках.).

2) Амплитуду напряжения, подводимого от гетеродина, следует взять не больше $U_{mг1}$ согласно рис. 9-4. Увеличение напряжения гетеродина повышает коэффициент преобразования, но и способствует увеличению уровня комбинационных искажений (особенно при $U_{mг} > U_{mг1}$).

3) Нужно определить наивыгоднейшую амплитуду напряжения сигнала. Чем меньше напряжение сигнала, тем меньшие нелинейные искажения возникают в преобразователе частоты. С другой стороны, при слишком малой амплитуде сигнала напряжение промежуточной частоты на выходе преобразователя может оказаться сравнимым с действующим значением напряжения его собственных шумов. Учитывая сказанное, минимальную амплитуду сигнала на входе преобразователя частоты можно найти из уравнения

$$U_{mс.мин} = 0{,}25\, П \sqrt{\Delta F_{пр} R_{ш}}.$$

Здесь $U_{mс.мин}$ — минимальная амплитуда сигналов, *мкв*;

$П$ — коэффициент, показывающий, во сколько раз сигнал должен превышать действующее значение собственных шумов на выходе преобразователя (следует брать $П > 100$—300, чтобы получить превышение полезного сигнала над собственными шумами более 40—50 *дб*);

$\Delta F_{пр}$ — полоса пропускания приемника по промежуточной частоте, *кгц*;

$R_{ш}$ — шумовое сопротивление лампы преобразователя частоты, *ком*, для режима преобразования (см. § 10-6).

Так, при использовании в преобразовательном каскаде лампы типа 6А7 ($R_{ш}=280$ *ком*) и $\Delta F_{пр}=8$ *кгц* получим $U_{тс\ мин}=0{,}25П\sqrt{8\cdot 280}=11{,}6\ П$ *мкв*. Полагая $П=200$, находим $U_{тс.мин}=2\,320$ *мкв*.

4. Промежуточную частоту следует уточнить так, чтобы как можно меньшее число частот ряда (9-27) находилось в пределах диапазона рабочих частот приемника. Однако для радиовещательных приемников возможности такого уточнения ограничены пределами промежутка между длинноволновым и средневолновым диапазонами (в пределах частот от 420 до 520 *кгц*). Поэтому их промежуточная частота согласно ГОСТ 5651-51 должна быть 465 ± 2 *кгц*.

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ ДЛЯ ПОВТОРЕНИЯ

1. Каково назначение преобразователя частоты в супергетеродинном приемнике и принцип его работы?
2. Какие комбинационные составляющие в работе преобразователя частоты являются полезными, а какие вредными?
3. Какое радиотехническое устройство называют гетеродином? Общий принцип работы гетеродина?
4. Каковы основные схемы гетеродинов, использующихся в радиоприемниках, требования к ним и их сравнительная оценка?
5. Каковы меры повышения стабильности частоты гетеродина?
6. Каков принцип работы односеточного преобразователя частоты?
7. Каков принцип работы преобразователя частоты на гептоде?
8. Почему преобразователь частоты с гептодом нельзя применять на частотах выше 10—15 *Мгц*?
9. В чем преимущества лампы типа 6А7 по сравнению с лампой 6А8 при использовании их в преобразовательном каскаде?
10. Чем определяется выбор полосы пропускания супергетеродинного приемника?
11. Чем определяется избирательность супергетеродинного приемника по соседнему и симметричному каналам?
12. Благодаря чему избирательность и чувствительность супергетеродинного приемника на коротких и ультракоротких волнах будет лучше, чем у приемника прямого усиления?
13. Назначение и сущность сопряжения настроек контуров супергетеродинного приемника? Чем определяется максимальная погрешность сопряжения настроек?
14. На каких диапазонах (коротковолновом или длинноволновом) и почему требуется более точное сопряжение настроек?
15. Почему выгодно брать частоту гетеродина больше частоты сигнала, а не наоборот?

16 Почему могут появляться комбинационные искажения в супергетеродинном приемнике? Могут ли они быть в приемнике прямого усиления?

17 Как следует выбирать режим преобразовательного каскада?

ЗАДАЧИ

1. Определить коэффициент расширения полосы пропускания приемника при: $F_{макс} = 4{,}5$ *кгц*, $f_{пр} = 460$ *кгц*, $\alpha_c = \alpha_г = 10^{-4}$ для $f_{c1} = 30$ *Мгц* и $f_{c2} = 300$ *кгц*.

Ответ: 1,94; 1,018.

2. Определить сопротивление ($R_{0э}$) нагрузочных контуров преобразователя частоты с лампой типа 6А7 при критической связи между контурами; $f_{пр} = 460$ *кгц*, $f_{с.макс} = 15$ *Мгц*, $\alpha_c = 4 \cdot 10^{-5}$, $\alpha_г = 10^{-4}$, $F_{макс} = 4{,}5$ *кгц*, $Q = 65$ (считать, что второй контур шунтирован $R_ш = R_i$); $C_э = 200$ *пф*.

Ответ: 101 *ком*.

3. Определить коэффициент преобразования и ослабление сигнала при расстройке 9 *кгц* для преобразователя частоты, рассмотренного в задаче 2.

Ответ: 20,6; 2,4.

4. Рассчитать емкости сопрягающих конденсаторов и индуктивность катушки для контура гетеродина при $f_{с\ макс} = 420$ *кгц*, $f_{с.мин} = 150$ *кгц*, $C_{макс} = 470$ *пф*, $C_{мин} = 60$ *пф*, $f_{пр} = 460$ *кгц*.

Ответ: $C_1 = 30$ *пф*, $C_2 = 150$ *пф*, $L_г = 580$ *мкгн*.

5. Выбрать промежуточную частоту супергетеродинного приемника, предполагая, что до преобразователя частоты имеется два контура с $Q_{э.с} = 50$ при $d_з = 500$, $f_{с.макс} = 1\,500$ *кгц*.

Ответ: Больше 168 *кгц*.

ГЛАВА ДЕСЯТАЯ

ПОМЕХИ РАДИОПРИЕМУ И МЕРЫ БОРЬБЫ С НИМИ

10-1. ОСНОВНЫЕ ОПРЕДЕЛЕНИЯ И КЛАССИФИКАЦИЯ ПОМЕХ

В реальных условиях работы каждого радиоприемного устройства, кроме энергии полезного сигнала, его антенна воспринимает энергию ряда других сигналов. При питании приемника от электрических сетей в него могут проникать всевозможные электрические напряжения помех, распространяющихся по проводам сети. Кроме того, как будет показано дальше, в элементах самого приемника создаются шумовые (флуктуационные) напряжения. Действующее значение суммы этих напряжений, пересчитанное ко входу при-

емника, в отличие от напряжения полезного сигнала принято называть напряжением помех. Величина напряжения помех, естественно, определяет минимальный уровень принимаемых полезных сигналов.

Одни и те же помехи различно влияют на качество радиоприема при различных амплитудах принимаемых сигналов. Чем больше амплитуда полезного сигнала, тем меньше сказывается влияние помех. Иначе говоря, для оценки качества радиоприема важна не абсолютная величина напряжения помех, а степень превышения напряжения принимаемого сигнала над напряжением помехи на входе радиоприемника. Это превышение обычно оценивают частным $\frac{U_c}{U_n} = \frac{\text{сигнал}}{\text{помеха}}$.

Существует четыре основных вида помех радиоприему: а) помехи от мешающих радиостанций; б) промышленные помехи; в) атмосферные помехи; г) собственные шумы радиоприемника. Эти помехи принято называть активными, так как они являются результатом действия активных источников электромагнитных колебаний на элементы радиоприемного устройства. Большое влияние на качество радиоприема оказывают пассивные помехи, которые происходят из-за различных явлений, нарушающих нормальное распространение радиоволн. К ним относятся: явление замирания, радиоэхо и т. п.

По характеру напряжения, создаваемого источником помех на входе радиоприемника, помехи подразделяются на две группы: 1) гладкие, когда максимальная амплитуда отдельных пиков напряжения превышает среднее значение напряжения не более чем в 3—4 раза; 2) импульсные, когда указанное превышение значительно больше. Практически гладкие помехи прослушиваются в телефонах как шорохи большей или меньшей громкости в зависимости от их уровня. Импульсные помехи прослушиваются как трески различной силы и длительности в зависимости от амплитуды и длительности помехи. Типичными гладкими помехами являются собственные шумы приемника. Атмосферные помехи, наоборот, обычно имеют импульсный характер.

10-2. ДЕЙСТВИЕ ПОМЕХ НА ЭЛЕМЕНТЫ РАДИОПРИЕМНИКА

Действие напряжения помех на отдельные каскады приемника лучше всего проследить на примере импульсной помехи. Пусть под воздействием электромагнитной волны

в антенне создается напряжение помех импульсного характера, представленное на рис. 10-1,*а*. В этом случае импульсы помехи создают в контурах высокочастотной части приемника режим ударного возбуждения [1], вследствие чего на входе детектора появляются затухающие радиоимпульсы (рис. 10-1,*б*). Амплитуда этих радиоимпульсов пропорциональна величине возбуждающих импульсов напряжения

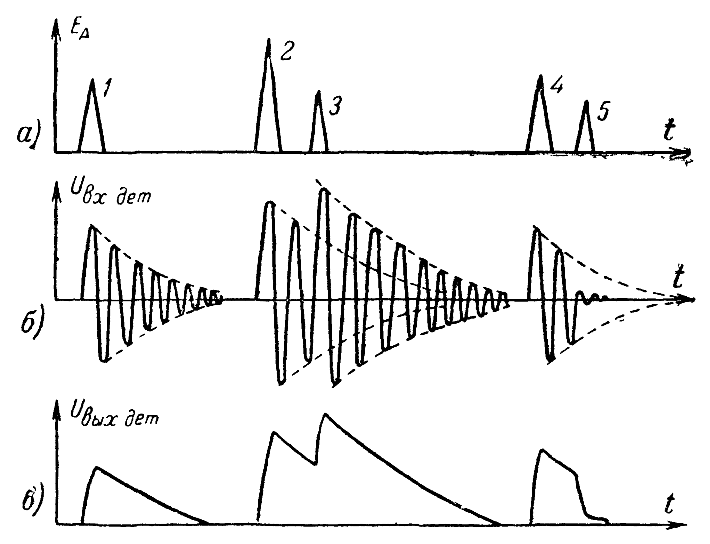


Рис. 10-1. Воздействие импульсных помех на элементы приемника.

помехи, а степень затухания определяется добротностью контуров. Чем выше добротность контуров, тем медленнее затухают колебания в них и тем больше длительность радиоимпульсов. Но так как добротность контуров в конечном итоге определяется полосой пропускания приемника, длительность радиоимпульсов на входе детектора будет обратно пропорциональна полосе пропускания высокочастотной

[1] Режим ударного возбуждения колебаний в контуре можно пояснить таким аналогичным примером из механики Если маятник, являющийся механической резонансной системой, резко толкнуть, т. е. подвести к нему импульсную механическую силу, то под ее воздействием он получит определенное отклонение от нейтрального положения, после чего начнет совершать затухающее колебательное движение Амплитуда первичного отклонения, естественно, окажется пропорциональной силе толчка. Частота колебаний маятника определится его собственной частотой. Затухание амплитуды последующих колебаний будет зависеть от потерь маятника на трение.

части приемника. Частота высокочастотных колебаний радиоимпульсов равна собственной частоте контуров высокочастотной части приемника. В супергетеродинном приемнике на вход детектора подводятся радиоимпульсы с частотой заполнения, равной промежуточной частоте приемника.

Если интервалы времени между отдельными импульсами будут меньше времени затухания колебаний в контурах, то колебания, возбуждаемые соседними импульсами помех, наложатся друг на друга. При совпадении фазы колебаний их амплитуды сложатся (рис. 10-1,*б* второй и третий импульсы помехи) и, наоборот, вычтутся, если колебания окажутся в противофазе. Последнее показано для суммарного напряжения от четвертого и пятого импульсов помехи на рис 10-1,*б*.

Характер напряжения на выходе детектора, полученного в результате детектирования затухающих радиоимпульсов, возбуждаемых импульсами помехи, показан на рис. 10-1,*в*. Это напряжение, пройдя через усилитель низкой частоты, воздействует на оконечный прибор (громкоговоритель) и прослушивается как трески большей или меньшей силы и длительности. Если интервалы времени между отдельными импульсами помехи будут меньше времени затухания собственных колебаний, возбуждаемых ими в контурах, то действие таких импульсных помех на радиоприем будет непрерывным и характер помехи станет близким к гладким помехам. Поэтому действие гладкой помехи на элементы приемника можно с некоторыми допущениями считать эквивалентным действию очень большого числа слабых импульсных помех, следующих друг за другом через весьма малые интервалы времени.

Используя основные положения гармонического анализа, можно показать, что спектр периодического сигнала дискретен, т. е. состоит из отдельных гармонических составляющих, частоты которых отличаются друг от друга на определенную, как правило, достаточно большую величину $\frac{1}{T}$. Здесь T — период повторяемости формы сигнала.

Непериодический же сигнал нельзя представить рядом гармонических составляющих. Такой сигнал эквивалентен бесконечной сумме синусоидальных составляющих, частоты которых идут непрерывно от нуля до бесконечности, а амплитуды изменяются по закону, зависящему от формы сигнала. Поэтому говорят, что спектр непериодического сигнала, к которому относятся импульсные помехи, непрерывен.

Как правило, амплитуды составляющих спектра помех с ростом их частоты убывают по гиперболическому закону. Исключением являются собственные шумы радиоприемника и очень кратковременные импульсные помехи, обладающие равномерным спектром во всем диапазоне частот, используемом современной радиоприемной техникой. Для кратковременных импульсных помех можно считать, что амплитуды их отдельных составляющих начинают убывать только с частоты

$$f = \frac{1}{2\pi\tau}, \qquad (10\text{-}1)$$

где τ — длительность импульсной помехи.

С учетом сказанного напряжение помехи можно представить как сумму отдельных гармонических (синусоидальных) составляющих, частоты которых дискретны или составляют непрерывный ряд. Через отдельные элементы приемника и весь приемник в целом составляющие помехи пройдут неодинаково, так как частотные характеристики каскадов и всего приемника не идеальны и имеют ограниченную ширину полосы пропускания. Для определения амплитуд отдельных составляющих помехи на выходе высокочастотной части приемника нужно амплитуду каждой составляющей помехи на входе приемника умножить на коэффициенты усиления высокочастотной части приемника при частоте этой составляющей, т. е. на соответствующую ординату резонансной кривой высокочастотной части приемника. Составляющие помехи, на частотах которых усиление мало, пройдут через высокочастотную часть приемника слабее других. Поэтому практически для оценки влияния помехи достаточно учитывать действие только тех ее составляющих, частоты которых находятся в пределах полосы пропускания приемника. Следовательно, действие как импульсных, так и гладких помех зависит от ширины полосы пропускания приемника. Чем шире полоса пропускания, тем больше составляющих напряжения помехи пройдет в цепи приемника и будет воздействовать на его элементы.

Фазы колебаний отдельных составляющих напряжения большинства видов помех имеют самое различное, случайное значение. Поэтому для учета суммарного действия отдельных составляющих помехи их следует складывать геометрически (векторно), а не алгебраически. При случайном законе распределения фазовых сдвигов наиболее вероятное усредненное значение фазового сдвига колебаний отдельных

составляющих помехи оказывается равным 90°, почему учет суммарного действия составляющих помехи принято оценивать по квадратичному закону

$$U_{рез}=\sqrt{U_1^2+U_2^2+U_3^2+\ldots} \quad (10\text{-}2)$$

Здесь U_1, U_2, U_3 — амплитуды напряжений отдельных составляющих помехи;

$U_{рез}$ — действующее значение результирующего напряжения помехи.

При расширении полосы пропускания приемника вдвое число составляющих помехи, проходящих через него, также удвоится. Но согласно формуле (10-2) действующее значение результирующего напряжения помехи на выходе приемника увеличится только в $\sqrt{2}$ раз. В этом легко убедиться на таком примере. Пусть при первой полосе пропускания через приемник проходит всего две составляющих помехи с равными амплитудами по 2 *мв*. Тогда согласно (10-2) действующее значение результирующего напряжения помехи будет равно $\sqrt{8}$ *мв*. При расширении полосы пропускания вдвое через приемник пройдет уже четыре составляющих помехи. Полагая их амплитуды одинаковыми и равными 2 *мв*, получим $U_{рез}=\sqrt{16}$ *мв*, т. е. в $\sqrt{2}$ раз больше. Следовательно, можно предположить, что действие помех на радиоприемник будет пропорционально корню квадратному из его полосы пропускания. Данные опыта весьма точно подтверждают эту зависимость. Поэтому общей мерой борьбы с помехами любого типа может быть сужение полосы пропускания приемника. Но при этом следует помнить, что минимальное значение полосы пропускания приемника ограничено формулой (9-12).

При одновременном прохождении сигнала и помехи через высокочастотные цепи приемника напряжение помехи, накладываясь на напряжение сигнала, искажает его (как бы модулирует). В результате этого на нагрузке детектора выделяется не только модулирующее напряжение сигнала, но и соответствующее напряжение помехи.

10-3. ПОМЕХИ ОТ РАДИОСТАНЦИЙ

Эти помехи радиоприему частично уже рассматривались в § 5-3, 9-5 и 9-7. Основными из них являются: 1) помехи от станций, несущие частоты которых близки к несущей ча-

сгоге принимаемой станции, когда избирательность приемника не позволяет от них отстроиться; 2) помехи типа перекрестных искажений; 3) помехи типа комбинационных искажений.

Природа первого вида помех ясна. Ослабить их действие на радиоприем можно повышением избирательности приемника (т. е. приближением формы его резонансной кривой к прямоугольной) и применением остронаправленных антенн. Последнее позволяет существенно повысить соотношение между напряжениями от принимаемой и мешающей радиостанций на входе радиоприемника.

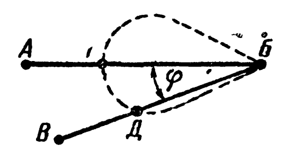


Рис. 10-2. К определению ослабления действия помех за счет направленности антенны.

А — передатчик принимаемого сигнала, *Б* — радиоприемное устройство, *В* — источник помех.

Уяснить это можно, рассмотрев рис. 10-2. Если в данной точке *Б* два источника электромагнитных колебаний *А* и *В* создают напряженности поля E_c и E_n, то э. д. с., создаваемые в антенне этими источниками, будут пропорциональны произведению соответствующей напряженности поля на величину радиуса-вектора диаграммы направленности антенны.

Для ненаправленной приемной антенны отношение э. д. с. сигнала к э. д. с. помехи в антенне равно

$$q = \frac{E_c}{E_n}.$$

В случае направленной антенны это отношение уже будет

$$q_{напр} = \frac{E_c}{E_n} \frac{ГБ}{ДБ}.$$

Очевидно, что чем острее диаграмма направленности приемной антенны и больше угол φ между направлениями на источник принимаемого сигнала и на источник помехи, тем больше выигрыш в величине *q*.

Причины появления перекрестных и комбинационных искажений и меры борьбы с ними рассмотрены в § 5-3 и 9-7.

10-4. ПРОМЫШЛЕННЫЕ ПОМЕХИ

Промышленными помехами принято называть такие помехи радиоприему, которые создаются всевозможными электрическими устройствами в процессе их работы. Наиболее интенсивные промышленные помехи создаются такими источниками, как системы зажигания моторов, трамвай, троллейбус, прерыватели тока, коллекторные электрические машины, электромедицинские аппараты и т. п.

Промышленные помехи могут проникать в радиоприемник двумя путями: воздействуя на антенну и через цепи источников питания.

Мощность промышленных помех обычно мала, и они оказывают существенное влияние на радиоприем, если расстояние между антенной и источником помех не превышает 200—400 *м*. Распространение помех по электрическим сетям происходит на расстояния до 5—10 *км*.

Измерения показывают, что уровень промышленных помех уменьшается с повышением частоты рабочего диапазона радиоприемника. В табл. 10-1 приведены данные о величине среднего уровня промышленных помех, полученные при полосе пропускания радиоприемника 6 *кгц*.

Таблица 10-1

Диапазон частот принимаемых сигналов, *Мгц*	Средняя напряженность поля промышленных помех, *мкв/м*		
	большой город	средний город	сельская местность
0,15—0,4	600—700	100—150	30—35
0,55—1,5	300—350	100—110	15—25
5,0—30,0	35—45	7—15	3—3,5

Особую роль промышленные помехи играют для радиоприемных устройств, расположенных на самолетах и автомашинах, когда приемная антенна находится в непосредственной близости от системы зажигания мотора. Если не принято мер борьбы с помехами, то в этом случае напряженность поля помех может достигнуть 1—5 *мв/м*. Помехи от двухмоторного самолета, у которого система зажигания не экранирована, могут быть восприняты современными радиоприемниками на расстоянии до 1,0—1,5 *км*.

Из сказанного следует, что прием радиосигналов может быть сильно ухудшен или даже совсем невозможен, если вблизи от радиоприемного устройства находится источник промышленных помех.

Основным мероприятием по борьбе с такими помехами является нормирование допустимого уровня промышленных помех, создаваемых различными бытовыми и промышленными установками, выпускающимися отечественной промышленностью. Внедрение этого мероприятия позволяет значительно улучшить качество радиоприема в крупных населенных пунктах. Допустимые нормы промышленных помех приведены в книге С. А. Лютова «Индустриальные помехи радиоприему и борьба с ними», ГЭИ, 1951. Так, в диапазоне частот 2,5—60 *Мгц* на расстоянии 1 *м* от систем зажигания двигателей внутреннего сгорания напряженность поля помех не должна превышать 2 *мкв/м*, а для электрических бытовых приборов, содержащих электродвигатели и электрические звонки с потребляемой мощностью до 0,5 *квт*, не более 10 *мкв/м*. В этой же книге подробно описываются различные меры ослабления промышленных помех и конструкции защитных фильтров

Рассмотрим основные способы уменьшения уровня промышленных помех. Наиболее эффективными мерами борьбы с промышленными помехами являются: а) устранение источников помех или ослабление их действия путем включения специальных искрогасящих устройств и экранирования приборов, излучающих электромагнитные колебания; б) включение специальных защитных фильтров в электрические сети, соединяющиеся с источниками помех, и экранирование как источников помех, так и электрических сетей.

О значении экранирования электропроводки можно судить по следующему примеру. Измерения показывают, что неэкранированная электропроводка длиной 1,5 *м* между магнето и свечами мотора создает уровень помех 200—300 *мкв/м*, в то время как при правильно выполненном экранировании этой проводки помехи снижаются до 1—2 *мкв/м*.

На степень экранирования существенное влияние оказывает качество контактов в местах соединения отдельных звеньев экранирующей системы. Загрязнение этих контактов может привести к сильному повышению уровня помех.

Если указанными способами не удается достигнуть нужного снижения уровня помех, то следует: а) удалить прием-

ную антенну на возможно большее расстояние от наиболее интенсивных источников помех и помехонесущих электрических сетей, учитывая, что интенсивность помех уменьшается обратно пропорционально квадрату расстояния; б) применить направленную антенну, например рамочную. При выносе антенны ввод ее нужно экранировать и оболочку экрана надежно электрически соединить с зажимом «земля» радиоприемника (см. § 2-3).

Чтобы предупредить воздействие промышленных помех на радиоприемник через цепи питания, следует включать в них специальные заграждающие фильтры. При конструировании фильтров учитывают специфичность требований, предъявляемых к их деталям. Основным фактором, определяющим качество конденсатора с точки зрения борьбы с помехами, является малая величина его индуктивности. В качестве защитных от помех годятся только конденсаторы с паяной по торцу фольгой и проходные.

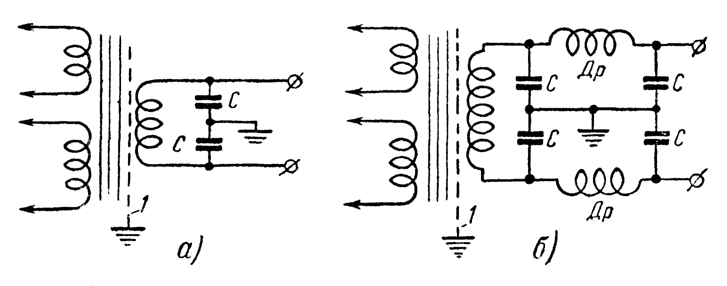


Рис. 10-3. Схемы включения заграждающих фильтров в цепь первичной обмотки силового трансформатора.

К дросселям предъявляются требования малой собственной емкости. Добротность дросселя ввиду его работы в широком диапазоне частот не имеет значения. На рис. 10-3 приведены две простейшие схемы таких фильтров. Емкости конденсаторов *C* обычно берут равными 0,1—0,25 *мкф*, а индуктивности дросселей *Др* 0,5—5,0 *мгн*.

Для устранения электростатического влияния помех на вторичные обмотки силового трансформатора выпрямителя первичную обмотку отделяют от остальных обмоток экраном *1*, выполняемым в виде одного слоя медной изолированной проволоки диаметром 0,1—0,2 *мм* (рис. 10-3).

Все основные элементы радиоприемника должны иметь хорошую экранировку, чтобы промышленные помехи не воздействовали непосредственно на такие его элементы, как

контуры, сеточные и анодные цепи ламп и т. п. Для этого их заключают в отдельные экраны, и кроме того, весь радиоприемник часто помещают также в специальный металлический кожух-экран.

10-5. АТМОСФЕРНЫЕ ПОМЕХИ

Атмосферные помехи радиоприему возникают благодаря естественным процессам, происходящим в земной атмосфере, связанным с движением электрических зарядов и электрическими разрядами в ней. Типичными источниками атмосферных помех являются грозовые разряды, а в полярных районах — северное сияние. По своему характеру атмосферные помехи очень близки к промышленным помехам (бессистемные импульсы различной длительности). Их действие на радиоприем освещено в работах Н. Н. Крылова.

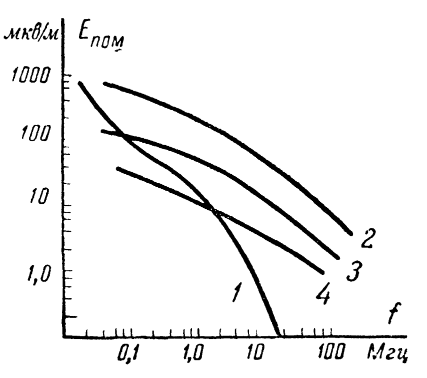


Рис. 10-4. Зависимость средневероятностного уровня помех от частоты.
1 — атмосферные помехи; 2 — промышленные помехи в большом городе, 3 — промышленные помехи в среднем городе, 4 — промышленные помехи в сельской местности.

Изучение статистических опытных данных об атмосферных помехах показывает, что их интенсивность зависит от времени года (летом сильнее, ибо больше грозовых явлений), от времени суток (ночью больше), от географического положения радиоприемного устройства (более сильны в местах частых и сильных гроз). Кроме того, уровень атмосферных помех обычно понижается с повышением частоты рабочего диапазона радиоприемного устройства. Общее представление об интенсивности атмосферных помех в средней полосе СССР для радиоприемника с шириной полосы пропускания 3 *кгц* можно получить по кривой *1* (рис. 10-4). Из этого рисунка следует, что в диапазоне СВЧ атмосферные помехи сказываются весьма слабо. Статистика показывает, что каждую секунду в земной атмосфере происходит около 100 грозовых разрядов достаточно большой мощности.

Существенное влияние на зависимость уровня атмосферных помех от частоты имеет специфика распространения ра-

диоволн в различных диапазонах. Длинные и средние волны в основном распространяются вдоль поверхности земли, огибая ее. Поэтому действие грозовых разрядов в этих диапазонах распространяется на очень большие расстояния и имеет большой суммарный уровень напряженности поля помех. На коротких волнах прохождение радиоволн существенно зависит от высоты ионизированных слоев воздуха, которая меняется в зависимости от времени суток. Вследствие улучшения прохождения коротких волн в дневное время уровень атмосферных помех в это время также поднимается (рис. 10-5). Сплошными линиями на рис. 10-5 показаны участки кривых, соответствующие опытным данным, а штриховыми — предполагаемые уровни помех.

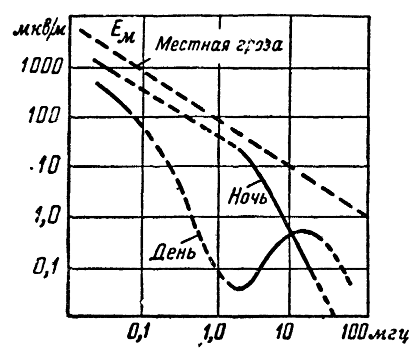


Рис. 10-5. Зависимость уровня атмосферных помех от частоты.

В диапазоне СВЧ радиоволны распространяются прямолинейно и не отражаются от ионизированных слоев воздуха. Поэтому атмосферные помехи оказывают действие лишь в тех случаях, когда имеется прямая видимость между искрой грозового разряда и приемной антенной, т. е. только в случае местных гроз.

Так как зоны наиболее активной грозовой деятельности находятся в ряде определенных мест земной поверхности (центральная Африка, экваториальная Америка, Зондские острова, Кавказ), то действие атмосферных помех имеет направленный характер. Поэтому одним из основных способов уменьшения действия атмосферных помех является применение остронаправленных антенн (см. § 10-3). Вторым путем ослабления действия атмосферных помех является уменьшение полосы пропускания приемника.

За последние годы разработано несколько схем детекторов, которые позволяют ослабить действие импульсных помех (см. § 10-8). Однако применение таких детекторов эффективно лишь в тех случаях, когда импульсы помехи приходят редко и имеют значительное превышение над амплитудой сигнала.

10-6. СОБСТВЕННЫЕ ШУМЫ ПРИЕМНИКА

Собственными шумами радиоприемников принято называть те напряжения и токи, которые создаются отдельными элементами самого радиоприемника и проходят на его выход вместе с полезным сигналом. Причиной возникновения этих напряжений и токов являются хаотические движения заряженных частиц—электрические флуктуации — в отдельных элементах приемника, почему такие напряжения называют флуктуационными. При подведении флуктуационного напряжения к громкоговорителю оно прослушивается как шум, похожий на шум примуса или шум в зрительном зале во время антракта Вследствие этого флуктуационное напряжение часто называют шумовым напряжением. В приемниках с высокой чувствительностью шумовое напряжение можно прослушать, отключив антенну и поставив ручку регулятора громкости на максимум усиления. Шумовые напряжения приемника создаются его активными сопротивлениями, контурами и лампами. Рассмотрим более подробно причины образования шумовых напряжений в этих элементах приемника.

В проводниках свободные заряды — электроны — находятся в непрерывном движении Интенсивность этого движения зависит от температуры тела и увеличивается с ее повышением. Во время движения электроны могут сталкиваться друг с другом и с отдельными атомами вещества. При таких столкновениях изменяются направление и скорость их движения. Каждое такое элементарное передвижение электрона от одного столкновения до другого вызывает небольшое элементарное изменение флуктуационного напряжения на концах отдельного элементарного сопротивления. Это элементарное флуктуационное напряжение можно рассматривать как импульс напряжения. В сумме все импульсы и составляют шумовое напряжение на концах активного сопротивления. Среднее время между отдельными столкновениями электронов весьма мало и составляет примерно 10^{-13} *сек*. Поэтому длительность элементарных импульсов флуктуационного напряжения будет той же величины.

Импульс напряжения длительностью τ можно представить суммой синусоидальных напряжений, частоты которых заключаются в пределах от нуля до бесконечности. Амплитуды синусоидальных составляющих, частоты которых не превышают $\frac{0,1}{\tau}$, согласно формуле (10-1) равны и посто-

янны Если положить в нашем случае $\tau = 10^{-13}$ *сек*, то спектр частот элементарных импульсов флуктуационных напряжений будет равномерен до частот 10^{12} *гц*, т. е. во всем диапазоне частот, использующихся в современной радиотехнике. На основании этого можно считать, что шумовое напряжение активных сопротивлений должно одинаково действовать на всех освоенных в настоящее время диапазонах радиоволн. Это положение весьма хорошо подтверждается данными опыта

Теоретические и опытные исследования показали, что действующее значение шумового напряжения активного сопротивления, находящегося при комнатной температуре, может быть рассчитано по формуле

$$U_{ш} = 0{,}125\sqrt{R\Delta F}, \qquad (10\text{-}3)$$

где $U_{ш}$ — шумовое напряжение, *мкв*;
R — величина сопротивления, для которого определяется напряжение шума, *ком*,
ΔF — полоса пропускания системы, в которую входит сопротивление, *кгц*

При увеличении сопротивления вдвое действующее значение шумового напряжения возрастает только в $\sqrt{2}$ раз. Действительно, если взять два одинаковых сопротивления, то на них создадутся шумовые напряжения с равным действующим значением. При последовательном соединении этих сопротивлений составляющие напряжений с равными частотами сложатся не арифметически, а геометрически с учетом сдвигов по фазе. При случайном сдвиге по фазе наивероятнейший сдвиг равен 90°, что и определяет квадратичный закон сложения.

Если представлять шумовое напряжение как сумму малых синусоидальных напряжений с частотами от нуля до бесконечности, то, казалось бы, что при расширении полосы пропускания усилителя вдвое действующее напряжение шумов должно также увеличиться вдвое Но это было бы справедливо в том случае, если бы все синусоидальные напряжения были синфазны. Практически фазы отдельных составляющих случайны, поэтому их сложение должно происходить по квадратичным законам, что и определяет формула (10-3).

При настройке контура в резонанс его сопротивление становится активным и равным $R_{0э}$. Поэтому шумовое на-

пряжение, создающееся на контуре, можно рассчитать по той же формуле (10-3), если заменить в ней R на $R_{0э}$.

В электронных лампах при строго постоянных питающих напряжениях в каждую единицу времени между электродами пролегает различное число электронов, что обусловливается непостоянством числа электронов, излучаемых катодом. Благодаря этому анодный ток лампы совершает небольшие колебания и, проходя по нагрузочному сопротивлению, создаст на нем флуктуационное шумовое напряжение.

Шумовые свойства усилительных ламп принято определять величиной эквивалентного шумового сопротивления. Его величина может быть определена из (10-3), если пересчитать напряжение шумов, создающееся в анодной цепи лампы, в цепь сетки (разделить на коэффициент усиления каскада) и приравнять тому напряжению шумов, которое развивает активное сопротивление. Иначе говоря, шумовым сопротивлением лампы принято называть такое активное сопротивление, которое, будучи включенным на вход лампы (последняя при этом предполагается идеальной, не шумящей), создаст в ее анодной цепи шумовое напряжение, равное шумовому напряжению реальной шумящей лампы. Следовательно, чем больше шумы лампы, тем больше ее шумовое сопротивление.

Для трехэлектродных ламп шумовое сопротивление можно определить из соотношения

$$R_ш = \frac{2{,}5 \div 3{,}0}{S}, \qquad (10\text{-}4)$$

где S — крутизна характеристики лампы.

На СВЧ с целью повышения усиления следует брать лампы с большой крутизной характеристики. Согласно (10-4) это же условие соответствует получению минимальных собственных шумов.

Чем больше в лампе электродов с положительным потенциалом, тем больше ее шумы. Объясняется это хаотичностью распределения электронного потока между электродами с положительными по отношению к катоду потенциалами. Так в пентоде даже при строго постоянной эмиссии катода в отдельные моменты времени на экранную сетку попадает различное количество электронов, что происходит из-за непостоянства скорости и направления вылета электронов из катода.

Так как величина анодного тока зависит от тока экранной сетки, то это вызывает изменение анодного тока лампы.

Следовательно, даже при постоянной эмиссии катода анодный ток пентода имеет небольшие колебания. При увеличении тока экранной сетки он будет уменьшаться. Поэтому если учесть еще и непостоянство эмиссии катода, то станет ясно, почему шумы пентода больше шумов триода с той же крутизной, а шумы гептода больше шумов пентода. Шумовое сопротивление пентода может быть рассчитано по формуле

$$R_ш = \frac{I_a}{I_a + I_{c2}}\left[\frac{2,5}{S} + 20\frac{I_{c2}}{S^2}\right], \tag{10-5}$$

где I_a и I_{c2} — величины анодного и экранного токов лампы в рабочей точке;

S — крутизна характеристики лампы.

Чтобы рассчитать $R_ш$ в *ком*, в формулы (10-4) и (10-5) S надо подставлять S в *ма/в*, I_a и I_{c2} — в *ма*. Для некоторых ламп величины $R_ш$ приведены в табл. 5-1.

При работе в диапазоне СВЧ за счет непостоянства эмиссии катода флуктуируют и токи, наводимые в сеточном вводе лампы (токи I_{c1} и I_{c2} на рис. 5-6, *а*). В результате в сеточной цепи лампы имеет место наводимый шумовой ток. Этот шумовой ток, проходя по сопротивлению сеточной цепи лампы, создает на нем шумовое напряжение, которое затем усиливается лампой. Поэтому шумы одной и той же лампы при использовании ее в диапазоне СВЧ будут больше, чем на более низких частотах. В диапазоне СВЧ с ростом частоты растут и шумы лампы, так как при этом увеличивается наводимый сеточный ток.

Шумовое напряжение лампы, определенное по формуле (10-3) через $R_ш$, предполагается действующим на входе лампы, т. е. в ее сеточной цепи.

Чтобы определить шумовое напряжение на выходе усилительного каскада, создающееся лампой, следует ее шумовое напряжение, рассчитанное по (10-3) через $R_ш$, умножить на коэффициент усиления каскада. Таким образом, в анодной цепи первой лампы радиоприемника действуют шумовое напряжение самой лампы, шумовое напряжение ее нагрузочного сопротивления и усиленное лампой шумовое напряжение сопротивления цепей, включенных на ее входе. Эти напряжения составляют в сумме обычно несколько микровольт, но, будучи усилены последующими каскадами приемника, могут создавать на его выходе шумовое напряжение в несколько вольт.

При действии в какой-либо цепи двух или более различных источников шумового напряжения действующие значения их напряжений складываются по квадратичному закону. Для этого можно воспользоваться формулой (10-2).

Пример 10-1. Рассчитать действующее значение шумового напряжения на выходе радиоприемника, имеющего полосу пропускания 10 *кгц*, один каскад усиления высокой частоты на лампе типа 6К3, преобразователь частоты на лампе 6А7, один каскад усиления промежуточной частоты на лампе типа 6К3, диодный детектор на лампе типа 6Х6 и усилитель низкой частоты на лампе типа 6П6. Коэффициенты усиления этих каскадов соответственно равны 10; 10; 40; 0,8 и 5. Эквивалентные сопротивления входного и нагрузочного контуров усилителей высокой и промежуточной частоты соответственно равны 5,5 и 20 *ком*. Результирующее сопротивление нагрузки детектора и утечки сетки лампы усилителя низкой частоты составят 100 *ком*. Сопротивление нагрузки выходного каскада (звуковой катушки громкоговорителя) 10 *ом*.

Согласно формуле (10-3) действующее значение шумового напряжения на входном контуре равно $0{,}125\sqrt{5\cdot 10}=0{,}88$ *мкв*. Оно усиливается всеми каскадами приемника и на его выходе достигнет величины $U_{ш1} = 14\,100$ *мкв*. Согласно данных табл. 5-1 шумовое сопротивление лампы 6К3 равно 11 *ком*, поэтому действующее значение шумового напряжения на ее входе составляет $0{,}125\sqrt{11\cdot 10} = 1{,}3$ *мкв*. Будучи усилено всеми каскадами приемника, на его выходе оно достигнет величины $U_{ш2} = 21\,000$ *мкв*. Шумовое напряжение нагрузочного контура усилителя высокой частоты равно шумовому напряжению входного контура, так как эти контуры одинаковы. Но оно не будет усиливаться первым каскадом. Поэтому на выходе приемника оно составит $U_{ш3} = 1\,410$ *мкв*. Шумовое сопротивление лампы 6А7 равно 280 *ком*. Шумовое напряжение на ее входе будет 6,2 *мкв*. Оно не усиливается первым каскадом и на выходе приемника достигает величины $U_{ш4} = 9\,900$ *мкв*. Аналогичным методом найдем шумовое напряжение на выходе приемника от нагрузочного контура преобразователя частоты $U_{ш5} = 282$ *мкв*, от лампы усилителя промежуточной частоты $U_{ш6} = 208$ *мкв*, от нагрузки усилителя промежуточной частоты $U_{ш7} = 7$ *мкв*, от нагрузки детектора и сопротивления утечки сетки лампы усилителя низкой частоты $U_{ш8} = 20$ *мкв*, от лампы детектора ($R_ш = 50$ *ом*) $U_{ш9} = 0{,}35$ *мкв*, от лампы усилителя низкой частоты ($R_ш = 5{,}5$ *ком*) $U_{ш10} = 4{,}65$ *мкв* и от нагрузки $U_{ш11} = 0{,}04$ *мкв*. Используя формулу (10-2), найдем результирующее напряжение шумов на выходе приемника:

$$U_ш = \sqrt{14\,100^2 + 21\,000^2 + 1\,410^2 + 9\,900^2 + 282^2 + 208^2 + 7^2 + 20^2 + 0{,}35^2 + 4{,}65^2 + 0{,}04^2} = 27\,200 \text{ мкв}.$$

Такое шумовое напряжение практически не будет ощущаться, так как оно примерно в 100 раз меньше нормального выходного напряжения современных приемников.

Из приведенного расчета видно, что главную долю в общих шумах приемника составляют шумы двух первых ламп, входного контура и нагрузки первого каскада, так как их шумовые напряжения усиливаются наиболее сильно Поэтому при расчетах только их и следует учитывать Практически с собственными шумами узкополосных приемников следует считаться в тех случаях, когда их общее усиление более 10^5.

Если бы приемник был предназначен для приема телевизионных сигналов и имел полосу пропускания 4,0 *Мгц*, то напряжение собственных шумов на его выходе было бы в $\sqrt{\frac{4\,000}{10}} = 20$ раз больше, т. е. 0,544 *в*, что уже было бы практически ощутимо.

Для удобства сравнительной оценки удельного веса помех различного типа обычно принято пересчитывать напряжение помех в цепь антенны. Методику этого пересчета легко уяснить из примера 10-2.

Пример 10-2. Определить общее эквивалентное шумовое напряжение в антенной цепи приемника, имеющего полосу пропускания 9 *кгц*, на частоте принимаемого сигнала 8 *Мгц*, если входная цепь имеет коэффициент передачи 2,5, первая лампа приемника пентод типа 6К3 ($R_ш = 11$ *ком*, $S = 2{,}0$ *ма/в*), эквивалентное сопротивление входного и анодного контуров первой лампы равно 15 *ком*, второй каскад приемника аналогичен первому, приемник работает в городе средней величины, действующая высота приемной антенны составляет 1 *м*

1. Из (10-3) определяем напряжение шумов лампы

$$U_{ш\,л} = 0,125\sqrt{9 \cdot 11} = 1,25 \text{ мкв}$$

и напряжение шумов входного контура

$$U_{ш\,к} = 0,125\sqrt{9 \cdot 15} = 1,45 \text{ икв}$$

2. Результирующее напряжение шумов на входе лампы

$$U_{ш\,вх} = \sqrt{U^2_{ш\,л} + U^2_{ш\,к}} = \sqrt{1,25^2 + 1,45^2} = 1,9 \text{ мкв}.$$

3. Коэффициент усиления первого каскада приемника согласно (5-18) $K_0 = 2{,}0 \cdot 10^{-3} \cdot 15 \cdot 10^3 = 30$. Следовательно, на входе второй лампы радиоприемника шумы первой лампы будут в 30 раз больше, чем шумы самой второй лампы. Поэтому в общих шумах радиоприемника шумы последующих каскадов практически не будут сказываться и их в данном примере можно не учитывать

4 Пересчитаем напряжение шумов со входа первой лампы в антенную цепь

$$U_{ш\,вхA} = \frac{U_{ш\,вх}}{K_{в\,ц}} = \frac{1,9}{2,5} = 0,77 \text{ мкв}.$$

5. Из графика рис. 10-4 находим, что средневероятностная напряженность поля от атмосферных помех будет составлять 1,1 *мкв/м*, а от промышленных помех 14 *мкв/м* Так как графики рис. 10-4 составлены при ширине полосы пропускания, равной 3 *кгц*, а напряжение помех пропорционально корню квадратному из полосы пропускания, то при $h_0 = 1{,}0$ *м* получим напряжение помех в $\sqrt{\frac{9}{3}} = \sqrt{3}$ раз больше т. е от атмосферных помех 1,9 *мкв*, а от промышленных 4,2 *мкв*

6. Общее эквивалентное напряжение помех, пересчитанных в антенну, будет

$$U_{пом} = \sqrt{0{,}77^2 + 1{,}9^2 + 24{,}2^2} = 24{,}3 \text{ мкв}$$

Из приведенного примера ясно, что в данном случае основными являются промышленные помехи. Нетрудно убедиться, что с увеличением рабочих частот приемника роль промышленных помех будет уменьшаться, а роль собственных шумов — возрастать.

10-7. ОБЩИЕ СООБРАЖЕНИЯ О МЕРАХ ОСЛАБЛЕНИЯ ДЕЙСТВИЯ ПОМЕХ РАДИОПРИЕМУ

Как правило, помехи и полезный сигнал проходят через общий основной канал приемника. Поэтому ослаблять действие помех без существенного искажения полезного сигнала можно в том случае, если помехи и полезный сигнал имеют существенные различия в своих свойствах

Когда помехой является сигнал передатчика с несущей, отличной от несущей частоты полезного сигнала, для ослабления помехи можно использовать резонансные свойства контуров приемника. Расстраивая приемник в сторону удаления от несущей частоты мешающего передатчика, можно значительно ослабить его действие, но при этом получается некоторое ослабление в приеме полезного сигнала и искажения в нем. Подбирая степень расстройки, можно добиться определенного ослабления мешающего сигнала без существенного ухудшения приема полезного сигнала.

Спектр собственных шумов приемника практически можно считать бесконечным, а спектр полезных сигналов с учетом допустимых искажений всегда ограничен. Следовательно уменьшая полосу пропускания приемника до ширины спектра полезного сигнала при допустимых искажениях, можно свести действие помех к минимально возможному уровню

Если помехи имеют резко выраженный импульсный характер и по величине значительно превышают максималь-

ную амплитуду сигнала, то, применяя ограничитель с порогом срабатывания по максимальному уровню сигнала, можно также значительно уменьшить импульсы помехи, не изменяя параметров сигнала. При этом, естественно, действие помех будет ослаблено.

При непрерывном во времени сигнале и кратковременных помехах можно выключать приемник во время действия помех. За счет этого сигнал получит некоторые искажения, но зато помехи практически не будут проходить через приемник.

В случае приема частотно-модулированного сигнала помехи создают вредную амплитудную и частотную модуляцию сигнала (см § 13-2). Применяя ограничение по максимуму, можно срезать вредную амплитудную модуляцию сигнала помехой, не искажая частотной модуляции. В результате действие помех может быть значительно ослаблено.

Из сказанного следует, что наиболее трудно добиться ослабления помех в тех случаях, когда помеха по своему характеру одинакова с полезным сигналом. Но в этом случае можно использовать особенности работы отдельных каскадов приемника. В § 8-5 было показано, что при подаче на вход детектора сигналов с разными амплитудами и несущими частотами его коэффициент передачи для слабого сигнала становится меньше. Поэтому, добиваясь некоторого снижения амплитуды мешающего сигнала за счет повышения избирательности приемника, можно значительно уменьшить действие помех.

Рассмотрим некоторые способы ослабления действия различных помех.

10-8. ДЕТЕКТОРЫ АМПЛИТУДНО-МОДУЛИРОВАННЫХ СИГНАЛОВ С ОГРАНИЧЕНИЕМ ИМПУЛЬСНЫХ ПОМЕХ

На рис. 10-6,*а* приведена простейшая схема детектора с ограничителем уровня импульсных помех. На анод второго диода $д_2$ по отношению к его катоду подано отрицательное напряжение E_0. При наличии сигнала на нагрузке детектора RC создается постоянная составляющая напряжения U, примерно равная амплитуде несущей сигнала E_m. Поэтому результирующее напряжение между катодом и анодом второго диода равно $U - E_0$. Оно и определяет положение его рабочей точки (рис. 10-6,*б*). Если напряжение батареи взять равным $E_0 \approx 4E_m$, то ток через второй диод будет протекать лишь тогда, когда амплитуда напря-

жения на контуре будет превышать величину $2E_m$, т. е. при наложении импульсной помехи на сигнал при максималь-

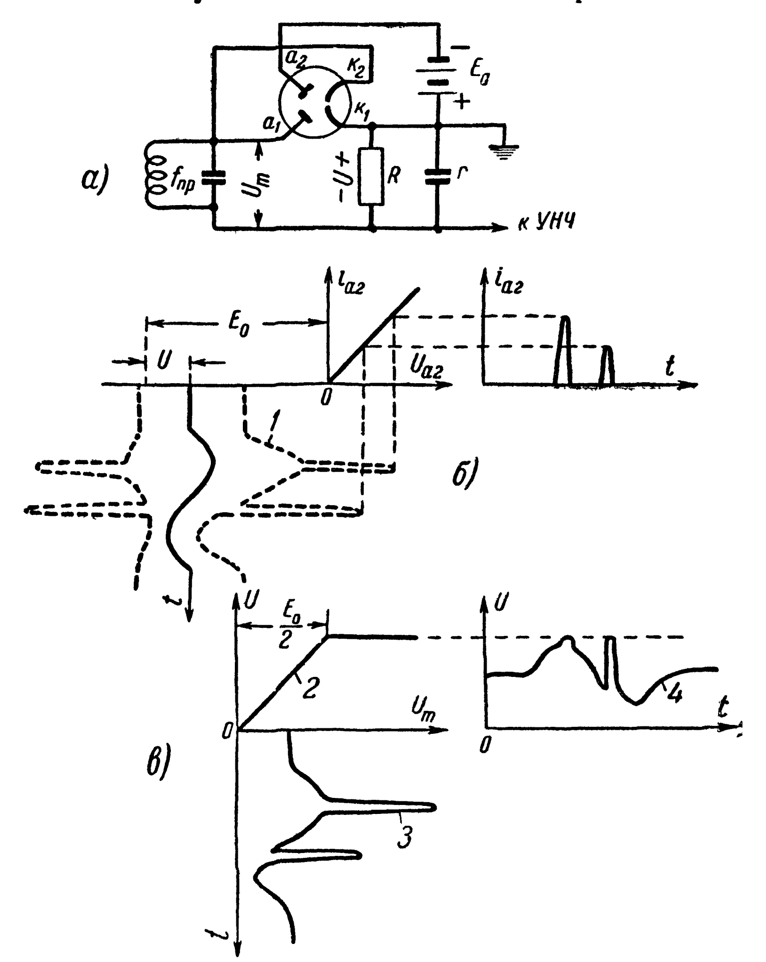


Рис. 10-6 Простейшая схема детектора с ограничением помех и диаграммы его работы.

ном коэффициенте модуляции, что и изображено на рис. 10-6,*б*. Здесь кривая *1* показывает изменение огибающей детектируемого напряжения.

Ток второго диода протекает по нагрузке первого диода в обратном направлении по отношению к току первого диода. Поэтому при одинаковых параметрах диодов он ком-

пенсирует прирост тока первого диода в моменты, когда амплитуда сигнала превышает $2E_m$, т. е. при наложении импульсной помехи на сигнал. В результате этого амплитудная характеристика детектора имеет вид ломаной прямой 2, изображенной на рис. 10-6,*в*. Если огибающая детектируемого сигнала с учетом действия помех соответствует кривой 3, то форма выходного напряжения детектора будет определяться кривой 4. Сопоставление кривых 3 и 4 показывает, что действие импульсных помех значительно ослаблено.

Недостатком данной схемы является то, что порог ограничения здесь постоянный и не зависит от уровня полезного сигнала. Поэтому при изменении уровня сигнала подавление помех ухудшается и для улучшения подавления помех требуется регулировать (обычно вручную) величину запирающего напряжения E_0.

На рис. 10-7 приведена схема детектора с ограничением действия импульсных помех, в которой уровень ограничения всегда соответствует сигналу с определенной величиной коэффициента модуляции и не зависит от уровня несущей. Диод $Д_1$ используется как основной детектор с нагрузкой из сопротивлений R' и R''. Если считать, что постоянная составляющая напряжения на нагрузке детектора U равна несущей детектируемого напряжения E_m, то при немодулированном сигнале потенциалы точек A и $Б$ по отношению к земле будут соответственно $-E_m$ и $-\frac{R'}{R'+R''}E_m$.

Напряжение с сопротивления R'', равное $\frac{R''}{R'+R''}E_m$, прикла-

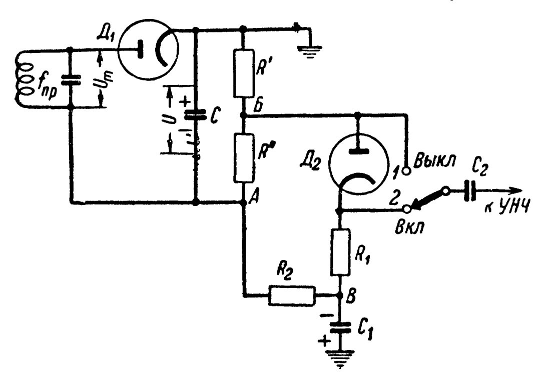


Рис. 10-7. Схема детектора с ограничением импульсных помех при автоматическом регулировании уровня ограничения.

дывается к цепочке из диода $Д_2$, сопротивлений R_1, R_2 и конденсатора большой емкости C_1. „Плюс" этого напряжения приложен к аноду диода, а минус к катоду, вследствие чего диод открыт. Сопротивление R_1 значительно больше сопротивлений R' и R''. Если пренебречь падением напряжения на внутреннем сопротивлении диода $Д_2$, то потенциал точки B по отношению к земле будет:

$$-\left(\frac{R'}{R'+R''} E_m + \frac{R''}{R'+R''} E_m \frac{R_1}{R_1+R_2}\right). \qquad (10\text{-}6)$$

До этого же потенциала зарядится и конденсатор C_1. Емкость конденсатора C_1 и величины сопротивлений R_1 и R_2 выбираются так, чтобы напряжение на конденсаторе C_1 существенно не менялось за самый больший период модулирующего напряжения. Поэтому при детектировании модулированного напряжения потенциал конденсатора C_1 будет определяться амплитудой несущей детектируемого напряжения. Потенциал же точек A и $Б$ будет изменяться в $(1 \pm m)$ раз. Поэтому при увеличении коэффициента модуляции сигнала наступит такой момент, когда потенциал точки $Б$, равный

$$-E_m(1 \pm m)\frac{R'}{R'+R''} \qquad (10\text{-}7)$$

окажется более отрицательным, чем потенциал точки B. В результате этого диод $Д_2$ запрется, а напряжение на контакте *2* переключателя $П$ останется таким же, каким оно было в момент запирания диода $Д_2$. На основании сказанного из сравнения выражений (10-6) и (10-7) можно получить уравнение для коэффициентов модуляции, при которых диод $Д_2$ будет запираться:

$$m \geqslant \frac{R_1}{R_1+R_2}\,\frac{R''}{R'}. \qquad (10\text{-}8)$$

Таким образом, напряжение, при котором происходит запирание диода $Д_2$, зависит не только от соотношения сопротивления R_1 и R_2, но и от соотношения сопротивлений R'' и R'. Величины сопротивлений R' и R'' следует брать из условий (8-11) и (8-12), определяющих коэффициент фильтрации и коэффициент передачи детектора. Чтобы отсутствовали нелинейные искажения, могущие возникнуть из-за неодинаковости сопротивления нагрузки детектора постоянному и переменному току звуковой частоты, величи-

ну сопротивления R_1 следует брать из неравенства (8-7), а сопротивления R_2 — из неравенства

$$R_2 \geqslant \frac{1 - m_{макс}}{m_{макс}} (R' + R''). \qquad (10\text{-}9)$$

Если величины сопротивлений R_1 и R_2 взять минимальными из неравенства (8-7) и (10-9), то условие (10-8) перепишется так:

$$m_{макс} > \frac{R''}{2R' + R''}, \qquad (10\text{-}10)$$

чем и можно руководствоваться для выбора сопротивлений нагрузки детектора.

Из выражения (10-10) следует, что, применяя схему ограничения рис. 10-7, нельзя получить большое значение коэффициента передачи детектора. Так, при $m_{макс} = 0{,}9$ отношение $\frac{R'}{R''}$ должно быть равно 0,055, а $K_д$ будет всего 0,052.

Емкость конденсатора C_1 определяется из неравенства

$$C_1 \geqslant \frac{5}{R_2 F_{мин}}, \qquad (10\text{-}11)$$

где $F_{мин}$ — минимальная частота модуляции сигнала.

Характер выходного напряжения схемы рис. 10-7 соответствует кривой *4* рис. 10-6, *в*, но только срезание помех происходит всегда на уровне сигнала при коэффициенте модуляции, соответствующем неравенству (10-8).

Пример 10-3. Определить данные деталей R_1, R_2 и C_1 детектора (рис. 10-7), если основные элементы детектора соответствуют расчетным данным примера 8-2:

$$R' = 100 \text{ ком}, \quad R'' = 400 \text{ ком} \quad \text{и} \quad F_{мин} = 70 \text{ гц}.$$

Сопротивление R_1 определяем из (8-7)

$$R_1 \geqslant \frac{0{,}1}{1{,}0 - 0{,}9} \, \frac{0{,}9 \cdot 0{,}1 - (1 - 0{,}9)\, 0{,}4}{0{,}1 + 0{,}4} = 0{,}1 \text{ Мом}.$$

Возьмем сопротивление ВС-0,25 1,0 *Мом*. Из неравенства (10-9) находим

$$R_2 = \frac{0{,}9}{1 - 0{,}9} (0{,}1 + 0{,}4) = 4{,}5 \text{ Мом}.$$

Выбираем сопротивление ВС-0,25 5 *Мом*. При этом коэффициент модуляции, при котором наступит ограничение, согласно (10-8) будет

$$m_{макс} = \frac{1}{1 + 5} \cdot \frac{0{,}4}{0{,}1} = 0{,}67,$$

что недостаточно. Увеличив R_1 до 1,5 *Мом*, получим

$$m_{макс} = \frac{1,5}{1,5+5} \cdot \frac{0,4}{0,1} = 0,92.$$

Емкость конденсатора C_1 согласно (10-11) должна быть равной

$$C_1 \geqslant \frac{5}{5 \cdot 10^6 \cdot 70} = 0,015 \text{ мкф}$$

По таблицам справочников выбираем конденсатор КБГ-И-0,02 на рабочее напряжение 200 *в*.

Следует помнить, что все рассмотренные схемы обеспечивают существенное ослабление действия помех только в тех случаях, когда суммарное напряжение от сигнала и помехи значительно превышает максимальное значение сигнала Поэтому их рекомендуется применять лишь для ослабления очень сильных и резко выраженных импульсных помех (промышленных и атмосферных помех).

10-9. ПРИМЕНЕНИЕ КВАРЦЕВЫХ ФИЛЬТРОВ ДЛЯ ОСЛАБЛЕНИЯ ДЕЙСТВИЯ ПОМЕХ

Применяя в приемнике контуры добротностью 100—150, его полосу пропускания невозможно сделать менее 0,01 $f_{пр}$. Поэтому при обычных контурах сузить полосу пропускания можно лишь снизив промежуточную частоту. Но это неизбежно сказывается на ухудшении избирательности по зеркальному каналу Для приема телеграфных сигналов достаточна полоса пропускания в 0,3—1,0 *кгц*, что можно получить лишь при промежуточной частоте 30—100 *кгц*

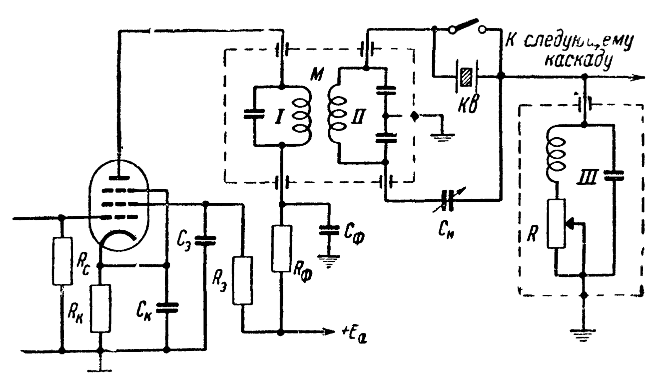


Рис. 10-8. Схема каскада усилителя промежуточной частоты с кварцевым фильтром

Применение в усилителе промежуточной частоты кварцевых фильтров позволяет сузить полосу пропускания приемника до 0,001 $f_{пр}$. На рис. 10-8 приведена схема каскада усилителя промежуточной частоты с наиболее часто при-

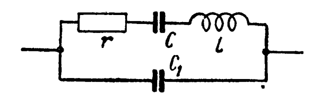


Рис 10-9 Эквивалентная схема кварцевой пластинки, находящейся между обкладками кварцедержателя

меняющейся схемой кварцевого фильтра. Кристаллический кварц *Кв* обладает пьезоэлектрическим эффектом и для использования его в электрических схемах может быть представлен эквивалентной схемой рис 10-9 Здесь конденсатор C_1 представляет емкость, образующуюся между обкладками кварцедержателя, а элементы r, L и C учитывают резонансные свойства пластинки кварца. Благодаря малым потерям добротность контура, эквивалентного кварцевой пластинке, может достигать нескольких тысяч, что и позволяет получать узкую полосу пропускания каскада с кварцевым фильтром. Чтобы устранить прохождение сигнала из второго контура в третий через емкость C_1, в фильтр вводится нейтрализующий конденсатор $C_н$, а средняя точка второго контура заземляется. В этом случае сигнал, проходящий в третий контур через емкость C_1, компенсируется сигналом, проходящим через емкость $C_н$, так как оба эти сигнала будут в противофазе из-за заземления средней точки второго контура.

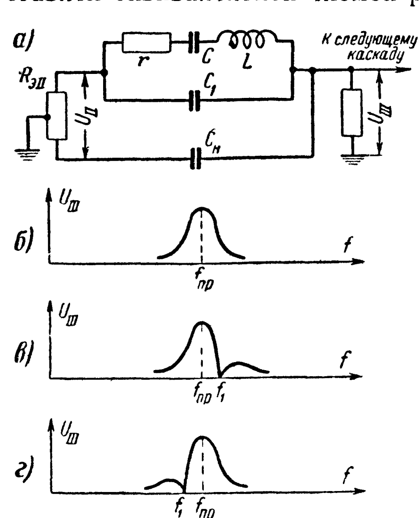


Рис. 10-10. Эквивалентная схема и частотные характеристики каскада с кварцевым фильтром

Все три контура настраиваются на промежуточную частоту. Поэтому, заменив второй и третий контуры их актив-

ными сопротивлениями, получим эквивалентную схему каскада, представленную на рис. 10-10,*а*. Если $C_н = C_1$, то для сигнала их действие взаимно компенсируется и остается последовательный контур из L, C и трех активных сопротивлений $0,5R_{0эII}$, r и $R_{0эIII}$. Эквивалентное активное сопротивление r кварцевых пластин составляет единицы и десятки килоом. Включение в контур сопротивлений $0,5R_{эII}$ и $R_{эIII}$ не намного ухудшает добротность контура, и хорошая передача сигнала из второго контура в третий через кварц осуществляется лишь в узкой полосе частот вблизи $f_{пр}$. Резонансная кривая каскада в этом случае имеет вид, представленный на рис. 10-10,*б*. Регулируя величину сопротивления R, находящегося в третьем контуре, можно изменять $R_{0эIII}$, а, следовательно, и полосу пропускания фильтра. При этом увеличению R соответствует уменьшение $R_{0эIII}$, почему полоса пропускания каскада сужается. Таким способом можно регулировать полосу пропускания каскада в 2—4 раза. Ручку сопротивления R выводят часто на переднюю панель приемника.

Характерно, что при $C_н \neq C_1$ форма резонансной кривой фильтра существенно изменяется и в ней появляется провал, характеризующий отсутствие прохождения сигнала с частотой провала f_1. Так, при $C_н < C_1$ частота $f_1 > f_{пр}$, что соответствует рис. 10-10,*в*, а при $C_н > C_1$ частота $f_1 < f_{пр}$, что соответствует рис. 10-10,*г*. При этом изменению емкости $C_н$ сопутствует изменение частоты f_1. Объяснить это можно тем, что при изменении емкости конденсатора $C_н$ меняются величина и фаза тока, протекающего через него и третий контур. В результате этого изменяются характер и величина сопротивления третьего контура, что и влияет на частоту параллельного резонанса емкости C_1 и индуктивности L, которые образуют как бы фильтр-пробку для прохождения сигнала из второго контура в третий. Пользуясь этим явлением, можно в значительной степени ослабить действие мешающих станций, регулируя емкость $C_н$ так, чтобы частота f_1 была по возможности ближе к частоте мешающего сигнала. Для этого ручку конденсатора $C_н$ выводят на переднюю панель приемника.

Следовательно, сужая полосу пропускания кварцевого фильтра, можно в значительной степени ослаблять действие помех любого вида, а изменяя частоту f_1, можно добиваться значительного подавления сигналов мешающих станций

Описание простейших конструкций кварцевых фильтров, пригодных для использования в радиолюбительских приемниках, приведено в журнале „Радио“ № 11 за 1952 г.

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ ДЛЯ ПОВТОРЕНИЯ

1. Какие напряжения и токи принято называть помехами радиоприему?
2. Какие помехи называют активными и пассивными, импульсными и гладкими?
3. Какова физическая картина воздействия помех на элементы приемника?
4. На какие гармонические составляющие можно разложить напряжение различных помех?
5. Как можно рассчитать действующее значение напряжения собственных шумов активного сопротивления, контура, лампы и приемника в целом?
6. Изменением какого параметра приемника можно ослабить действие любых помех?
7. Каковы меры борьбы с помехами от радиостанций?
8. Какими способами можно ослабить действие промышленных помех?
9. Каковы пути ослабления действия атмосферных помех?
10. Каковы причины уменьшения действия промышленных и атмосферных помех с увеличением рабочих частот приемника?
11. Какие напряжения принято называть собственными шумами приемника и почему их действие одинаково на всех диапазонах волн?
12. Каковы общие пути ослабления действия различных помех?
13. Каковы принципы работы детекторов с ограничением импульсных помех? Когда целесообразно применять эти схемы?
14. Ослабление каких помех можно получать с помощью кварцевых фильтров?
15. От каких параметров зависит ширина полосы пропускания и форма резонансной кривой каскада с кварцевым фильтром?

ЗАДАЧИ

1. Каково наивероятнейшее действующее значение промышленных и атмосферных помех на входе приемника с полосой пропускания 9 *кгц* и действующей высотой антенны 3 *м* на частотах 0,2 и 2 *Мгц* при использовании его в крупном городе?

Ответ: 2 100 и 575 *мкв.*

2. Определить действующее значение напряжения собственных шумов от элементов первого каскада приемника, если его полоса пропускания равна 200 *кгц*, рабочая частота 70 *Мгц* и усиление без первого каскада 80 000. Первый каскад приемника является усилителем высокой частоты на лампе типа 6Ж4 с непосредственным включением контура. Его коэффициент усиления равен $K_{0уст}$, входной контур аналогичен нагрузочному контуру первого каскада приемника.

Ответ: 3,0 *в.*

3. Найти величины сопротивлений R_1 и R_2 схемы рис. 10-7, если применительно к данным примера 10-3 взять $m_{макс} = 0{,}75$?

Ответ: 0,35 и 1,5 *Мом.*

ГЛАВА ОДИННАДЦАТАЯ

РЕГЕНЕРАТИВНЫЕ МЕТОДЫ РАДИОПРИЕМА

11-1. ОБЩИЕ ПРИНЦИПЫ РЕГЕНЕРАТИВНОГО РАДИОПРИЕМА

В первые годы развития ламповых радиоприемников большое распространение имели приемники с положительной обратной связью между анодной и сеточной цепями в одном из каскадов. Эти приемники принято называть регенеративными, хотя данный термин и не соответствует сущности физических процессов, происходящих в них. Правильнее было бы их называть приемниками с положительной обратной связью.

Благодаря наличию положительной обратной связи часть энергии усиленных лампой колебаний из анодной цепи подводится обратно в сеточную цепь, что как бы эквивалентно уменьшению активных потерь в сеточной цепи и увеличению добротности сеточного контура регенеративного каскада. Наиболее успешно регенеративные каскады работают в том случае, когда сопротивление нагрузки каскада для токов высокой частоты невелико, а крутизна характеристики лампы в рабочей точке достаточно большая. Этим условиям наиболее хорошо соответствует сеточный детектор, почему он обычно и делается регенеративным каскадом приемника.

В подавляющем большинстве первые регенеративные приемники были одноламповыми. Несмотря на это, по чувствительности и избирательности они не уступали обычным приемникам прямого усиления, содержащим две-три электронные лампы. Эти положительные свойства регенеративных приемников были особенно выгодны в то время, ибо они позволяли значительно сокращать мощность источников питания приемника, что было весьма важно, так как питание приемников до середины 20-х годов осуществлялось обычно от батарей сухих гальванических элементов или от аккумуляторов. Кроме того, наличие положительной обратной связи, как бы повышающей в процессе работы добротность контура регенеративного приемника, позволяло использовать в них контуры с малой добротностью.

В некоторых случаях конструирования портативных переносных приемников схемы регенеративного радиоприема находят применение и в настоящее время. Иногда с целью повышения чувствительности и избирательности

положительную обратную связь устраивают в усилителе промежуточной частоты малоламповых супергетеродинных приемников (см. журнал «Радио» № 2 за 1953 г).

11-2 КАСКАД С ИНДУКТИВНОЙ РЕГУЛИРОВКОЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗИ

На рис. 11-1 приведена схема одноллампового регенеративного приемника, в котором применена индуктивная регулировка обратной связи. Физические процессы, происходящие в таком приемнике, можно представить следующим образом.

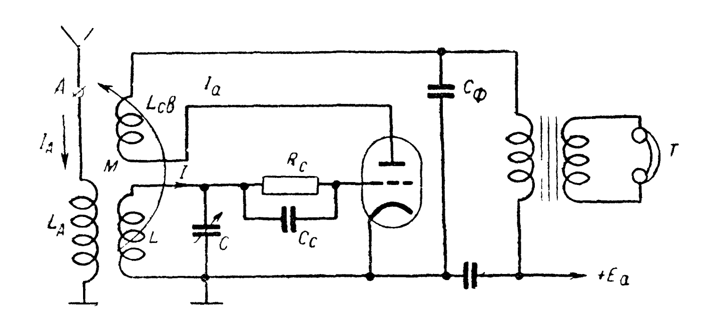


Рис 11-1. Принципиальная схема регенеративного приемника с индуктивной регулировкой обратной связи

Ток в антенной цепи I_A создает в контурной катушке L э. д. с. E, величина которой зависит от э. д. с. в антенне и коэффициента связи между катушками L_A и L. Контур LC настроен в резонанс на частоту приходящих колебаний, поэтому ток в нем I совпадает по фазе с э. д. с. E, что и изображено на векторной диаграмме рис. 11-2. Проходя по емкости контура C, ток I создает на ней напряжение U_c, которое отстает от него по фазе на 90°. Конденсатор C_c в схеме сеточного детектора выбирается такой емкости, чтобы на частоте сигнала его сопротивление было мало. Поэтому практически можно считать, что все напряжение U_c подводится к участку сетка — катод лампы.

Так как индуктивность $L_{св}$ мала, а емкость конденсатора фильтра $C_ф$ велика, то сопротивление анодной цепи лампы для токов высокой частоты весьма мало. По сравнению с внутренним сопротивлением лампы практически им можно

пренебречь. Поэтому анодный ток лампы I_a совпадает по фазе с напряжением на сетке лампы U_c.

Протекая по катушке обратной связи $L_{св}$, анодный ток создаст в контурной катушке э. д. с. $E_{обр}$, сдвинутую по фазе на 90° по отношению к анодному току лампы. Подбирая соответствующим образом включение концов катушек L и $L_{св}$, можно добиться того, что наведенная э. д. с. обратной связи $E_{обр}$ будет совпадать по фазе с основной э. д. с. контура E. При неправильном включении концов катушек она будет сдвинута на 180° к E, что и изображено вектором в виде штриховой линии на рис. 11-2.

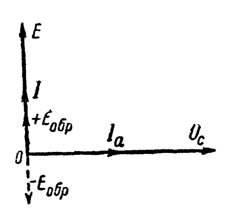


Рис. 11-2. Векторная диаграмма каскада с положительной обратной связью

Следовательно, благодаря наличию положительной обратной связи э. д. с. в контуре увеличивается на величину $E_{обр}$ по сравнению с той, которая имелась бы в нем при отсутствии обратной связи. Иначе говоря, для создания в контуре тока I при наличии положительной обратной связи потребуется меньшее значение э. д. с. Физически это будет эквивалентно тому, что за счет положительной обратной связи в контур как бы вносится отрицательное активное сопротивление, уменьшающее его собственное активное сопротивление, и приводящее к возрастанию тока сигнала в контуре при постоянной э. д. с., подводимой из антенной цепи. Если считать характеристику лампы линейной, то можно показать, что величина сопротивления, вносимого в контур за счет обратной связи, определяется формулой

$$r_{вн} = -\frac{SM}{C}.$$

Поэтому полное активное сопротивление контура при наличии положительной обратной связи

$$r_{экв} = r + r_{вн} = r - \frac{SM}{C}. \qquad (11\text{-}1)$$

Отсюда следует, что чем больше крутизна характеристики лампы, тем сильнее сказывается действие обратной связи при неизменных значениях параметров контура и величины обратной связи.

Увеличивая отрицательное сопротивление, вносимое в контур, можно значительно снизить его полное активное

сопротивление и соответственно повысить добротность $Q_{экв}$. Это приведет к такому же повышению коэффициента передачи входной цепи и повысит чувствительность регенеративного приемника. Кроме того, из-за уменьшения затухания контура улучшится избирательность приемника.

Как уже говорилось ранее (см. § 9-2), если обратная связь взята весьма сильной и выполняется неравенство

$$|r| < \frac{MS}{C}, \qquad (11\text{-}2)$$

то $r_{экв}$ будет отрицательным и в контуре возникнут свободные колебания, т. е. наступит самовозбуждение регенеративного каскада на частоте собственных колебаний.

Согласно приведенным выше рассуждениям и формуле (11-1) ток в контуре должен был бы определяться формулой

$$I = \frac{E}{\sqrt{\left(r - \frac{SM}{C}\right)^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2}},$$

а с учетом настройки контура в резонанс

$$I = \frac{E}{r - \frac{SM}{C}}.$$

Поэтому в случае выполнения условия (11-2) самовозбуждение каскада сопровождалось бы ростом тока в контуре до бесконечности, чего не наблюдается на практике. В действительности при самовозбуждении каскада каждому значению обратной связи соответствует свое установившееся и конечное значение тока в контуре, так же как и в гетеродине. Объясняется это тем, что в действительности характеристика лампы нелинейна и ее нелинейность сказывается тем сильнее, чем больше амплитуда переменного напряжения на сетке лампы. Поэтому вносимое в контур отрицательное сопротивление зависит не только от величины обратной связи, но и от амплитуды переменного напряжения на сетке лампы. Вследствие этого происходит как бы стабилизация величины тока в контуре при неизменной обратной связи, превышающей критическую и удовлетворяющей неравенству (11-2). Чем лучше контур, тем более высокие результаты могут быть достигнуты за счет применения положительной обратной связи.

В случае самовозбуждения радиоприемник превращается, по существу, в маломощный радиопередатчик немодулированных колебаний. Так как его контур имеет непосредственную связь с антенной, то при этом он будет создавать сильные помехи для других радиоприемных устройств, расположенных от него на расстоянии до 1—5 *км*.

Недостатком схемы рис. 11-1 является то, что при переменной индуктивной связи трудно осуществлять плавную регулировку величины обратной связи. Это весьма сильно осложняет настройку регенеративного приемника, так как легко переходится пороговое значение связи, приводящее к самовозбуждению каскада. Этот недостаток в значительной степени ослабляется при других методах регулировки обратной связи, в частности при емкостной регулировке.

В практических схемах с помощью положительной обратной связи удается повысить усиление каскада в 10—20 раз.

11-3. КАСКАД С ЕМКОСТНОЙ РЕГУЛИРОВКОЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗИ

Схема каскада с емкостной регулировкой обратной связи приведена на рис. 11-3. Правильное объяснение физических процессов, происходящих в этой схеме, дано

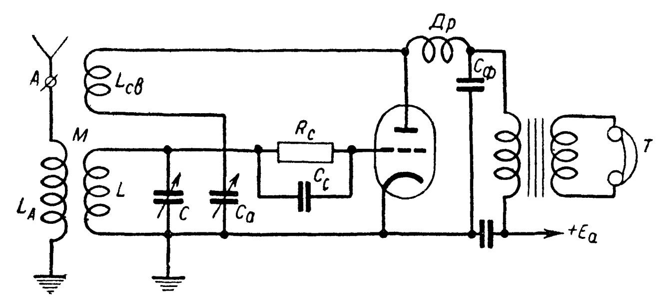


Рис. 11-3. Схема регенеративного приемника с емкостной регулировкой обратной связи.

Л. Б. Слепяном. Благодаря индуктивной связи между катушками L и $L_{св}$ создается положительная обратная связь между анодной и сеточной цепями лампы, причем величина связи выбирается близкой к критической. Максимальная емкость конденсатора переменной емкости C_a выбирается такой, чтобы его емкостное сопротивление во всем рабо-

чём диапазоне контура было больше индуктивного сопротивления катушки обратной связи $L_{св}$. Вследствие этого сопротивление анодной цепи лампы на рабочих частотах контура имеет емкостный характер.

При емкостной нагрузке входное сопротивление лампы имеет положительную активную составляющую $R_{вх}$. Это эквивалентно включению между сеткой и катодом лампы активного сопротивления величиною $R_{вх}$. Так как сопротивление емкости C_c на рабочих частотах контура мало, то

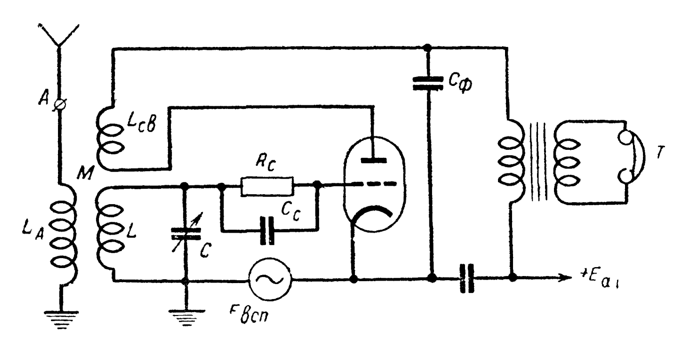


Рис. 11-4 Принципиальная схема суперрегенеративного приемника.

можно считать, что входное сопротивление лампы подключено параллельно контуру и уменьшает его добротность. Изменяя емкость конденсатора C_a, можно регулировать величину входного сопротивления лампы, а следовательно и результирующую добротность контура. Последнее эквивалентно регулировке обратной связи. Иначе говоря, здесь при изменении емкости C_a в той или иной степени ослабляется положительная обратная связь, имеющаяся в схеме за счет индуктивной связи между катушкой обратной связи и контурной катушкой. В этой схеме изменение величины обратной связи происходит более плавно, что значительно облегчает настройку каскада.

Большим эксплуатационным недостатком регенеративных приемников является то, что в процессе их настройки необходимо непрерывно регулировать величину обратной связи. Это усложняет процесс настройки Действительно, для значительного повышения чувствительности и избирательности регенеративного приемника необходимо, чтобы полное сопротивление контура было во много раз меньше его собственного активного сопротивления, а это имеет место

лишь при связи, близкой к критической, при которой каскад близок к самовозбуждению. При этом малейшее изменение режима работы, приводящее к изменению крутизны лампы, резко меняет полное сопротивление контура, а значит чувствительность и избирательность приемника. Так, например, в случае понижения крутизны лампы при уменьшении напряжения источников питания усиление и избирательность приемника резко снижаются, а при повышении — может наступать самовозбуждение каскада. Данный недостаток устраняется в суперрегенеративном приемнике, схема которого приведена на рис. 11-4.

В последние годы регулировку обратной связи часто осуществляют изменением напряжения на экранной сетке лампы регенеративного каскада с помощью переменных сопротивлений. При этом изменяется крутизна лампы и, следовательно, величина отрицательного сопротивления, вносимого из анодной цепи в сеточный контур регенеративного каскада.

11-4. СУПЕРРЕГЕНЕРАТИВНЫЙ РАДИОПРИЕМ

Отличительной особенностью суперрегенеративного приемника по сравнению с регенеративным является то, что в сеточную цепь лампы, кроме э. д. с. принимаемого сигнала, вводится еще э. д. с. $E_{всп}$ от постороннего источника.

Рассмотрим принцип работы суперрегенеративного приемника. Выберем рабочую точку на характеристике лампы в такой области сеточных напряжений, в которой при изменении напряжения на сетке изменяется крутизна характеристики лампы. Пусть это будет точка A на рис. 11-5. Индуктивную связь между катушкой обратной связи и контурной катушкой возьмем такой, чтобы при крутизне характеристики лампы в рабочей точке S_0 полное активное сопротивление контура $r_э$ было равно нулю (критическая связь). Подведем теперь к сеточной цепи лампы переменное напряжение $E_{всп}$ с амплитудой 1—2 *в*. Крутизна характеристики лампы начнет изменяться с частотой приложенного напряжения от значения $S_{мин}$ до $S_{макс}$. Благодаря этому при положительных полупериодах напряжения $E_{всп}$ схема будет самовозбуждаться и генерировать переменное напряжение с частотой, равной собственной частоте контура. При отрицательных полупериодах напряжения $E_{всп}$ самовозбуждение будет прекращаться. Таким образом, на-

пряжение в контуре будет представлять серию импульсов высокочастотного напряжения, частота следования которых равна частоте вспомогательного напряжения, а частота заполнения — собственной частоте контура

Ранее было показано, что в каждом контуре имеются электрические флуктуации, благодаря которым на нем создается шумовое напряжение. Поэтому, когда за счет изменения вспомогательного напряжения создаются условия для самовозбуждения каскада, напряжение в контуре начинает нарастать не с нуля, а с величины шумового напряжения, имевшегося в контуре в момент выполнения условий самовозбуждения. Если к контуру подвести напряжение сигнала, то начальные амплитуды колебаний определятся суммарным напряжением сигнала и собственных шумов контура в момент начала самовозбуждения. Следовательно, начальные амплитуды колебаний в каждом генерируемом схемой радиоимпульсе будут различными и определятся характером изменения сигнала и шумового напряжения контура.

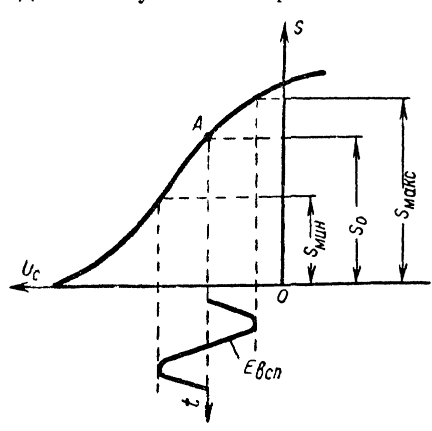


Рис. 11-5. К выбору рабочей точки лампы суперрегенеративного приемника

Выясним, какова должна быть форма генерируемых радиоимпульсов. Для упрощения положим, что вспомогательное напряжение имеет прямоугольную форму. Тогда в течение его отрицательных полупериодов крутизна лампы будет равна $S_{мин} < S_0$ и согласно (11-1) полное сопротивление контура будет положительным и равным $+r_{э2}$. Во время положительных полупериодов вспомогательного напряжения крутизна лампы будет равна $S_{макс} > S_0$, а эквивалентное сопротивление контура станет отрицательным и равным $-r_{э1}$. Сказанное иллюстрируют графики рис. 11-6, на которых через T_i обозначен период вспомогательного напряжения, а через T_1 и T_2 длительность его положительных и отрицательных полупериодов. Для упрощения

рис. 11-6, *г* и *д* на них показана только огибающая колебаний, существующих в контуре.

Обозначим через U_{m0} амплитуду напряжения на контуре в момент начала положительного полупериода вспомогательного напряжения, а через L — индуктивность контурной

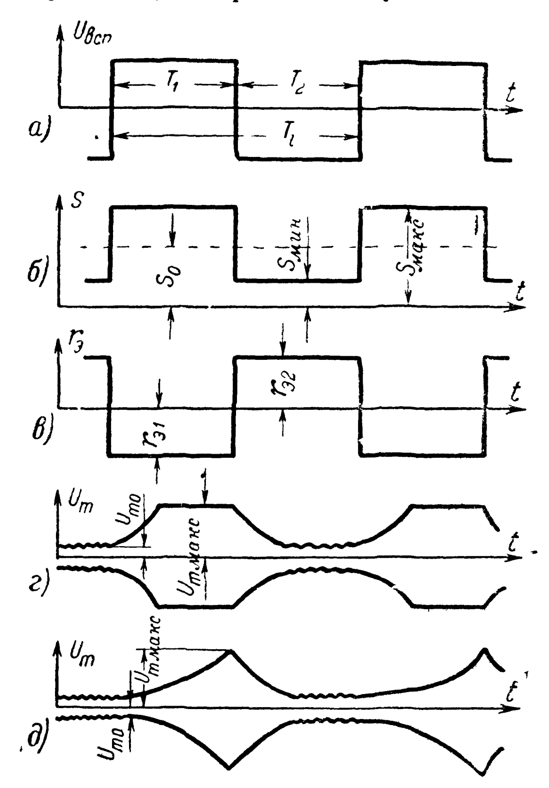


Рис. 11-6. Графики работы суперрегенеративного каскада.

катушки. Нарастание амплитуды высокочастотных колебаний в контуре происходит по закону $U_m = U_{m0}\, e^{\frac{r_{э1}}{2L}t}$. Если частота вспомогательного напряжения мала (T_1 велико), а отношение $\frac{r_{э1}}{L}$ значительно, то напряжение на контуре достигнет своего установившегося значения $U_{m\,макс}$ раньше конца положительного полупериода вспомогательного напряжения и в течение остального времени положительного полупериода

будет сохраняться постоянным. В момент перехода вспомогательного напряжения от положительного полупериода к отрицательному полное сопротивление контура станет положительным. Условие самовозбуждения каскада нарушится, и напряжение на контуре начнет убывать по экспоненциальному закону. Огибающая импульсов напряжения на контуре для этого случая изображена на рис. 11-6, *г*.

Если частота вспомогательного напряжения F_i велика (T_i мало), а контур хороший $\left(\frac{r_{э1}}{L}\text{ велико}\right)$, то за положительный полупериод вспомогательного напряжения напряжение на контуре не достигнет установившегося значения, а после этого оно сразу начнет убывать, так как самовозбуждение схемы прекратится. В этом случае огибающая напряжения на контуре будет изменяться по кривой рис. 11-6, *д*.

Следовательно, в зависимости от соотношения параметров контура и частоты вспомогательного напряжения в суперрегенеративном каскаде могут существовать два режима: с достижением установившегося значения напряжения на контуре и без достижения этого напряжения.

Форма напряжения на нагрузке детектора, детектирующего серии радиоимпульсов, изображенных на рис. 11-6, *г* и *д*, будет соответствовать верхней огибающей детектируемого напряжения. При отсутствии в контуре сигнала и шумов $U_{m0}=0$, $U_{m\,макс}$ будет постоянно, а напряжение на нагрузке детектора будет периодическим. Согласно рассуждениям, приведенным в § 10-2, его можно представить как сумму постоянной составляющей и синусоидальных составляющих с частотами F_i, $2F_i$, $3F_i$ и т. д. Частота вспомогательного напряжения F_i обычно берется значительно больше максимального значения частоты модуляции $F_{макс}$ принимаемого сигнала (практически $F_i \geqslant 5F_{макс}$). Верхняя граничная частота низкочастотного тракта приемника обычно не превышает $F_{макс}$. Поэтому синусоидальные составляющие с частотами F_i и выше не проходят через низкочастотные цепи приемника. Постоянная составляющая выходного напряжения детектора также не поступает на выход приемника из-за наличия разделительных конденсаторов в каскадах усилителя низких частот. Благодаря этому на выходе приемника в данном случае никаких напряжений не будет.

При наличии в контуре модулированного сигнала начальное напряжение U_{m0} в моменты возникновения генерации зависит от амплитуды сигнала. На рис. 11-7 тонкой сплошной линией *1* изображена огибающая сигнала. Толстыми сплошными линиями *2* показана огибающая генерируемых суперрегенератором радиоимпульсов. Из рис. 11-7,*а* следует, что чем больше U_{m0} в момент начала самовозбуждения, тем шире вершина генерируемых радиоимпульсов, а следовательно и больше их площадь. Поэтому прирост

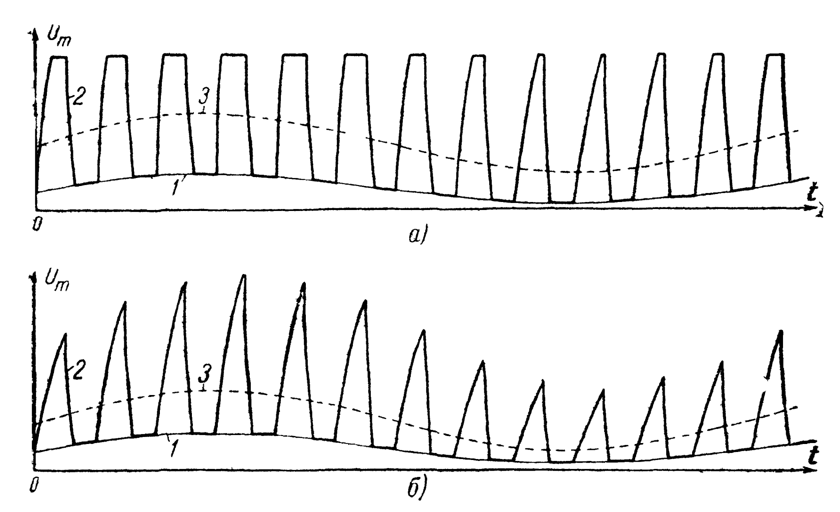


Рис. 11-7. Изменение формы импульсов напряжения в контуре суперрегенератора при разных начальных напряжениях.

площади генерируемых импульсов изменяется в зависимости от закона модуляции принимаемого сигнала.

Если представить напряжение, форма которого соответствует огибающей *2*, как и раньше, суммой постоянной составляющей и переменных составляющих с частотами F_i, $2F_i$, $3F_i$ и т. д., то благодаря изменению площади отдельных импульсов будет изменяться величина постоянной составляющей за каждый период напряжения вспомогательной частоты. Это изменение постоянной составляющей пропорционально изменению площадей импульсов, т. е. закону модуляции принимаемого сигнала, что и изображено на рис. 11-7,*а* штриховой линией *3*. Следовательно, напряжение, форма которого изображена линией *2*, кроме постоянной составляющей и переменных составляющих с частотами F_i,

$2F_i$, $3F_i$ и т. д., имеет низкочастотную переменную составляющую с частотой модуляции принимаемого сигнала. Эта составляющая пройдет через низкочастотные цепи приемника и будет слышна в громкоговорителе. Таким образом, при наличии в контуре модулированного сигнала на выходе приемника имеет место низкочастотное напряжение, соответствующее закону модуляции принимаемого сигнала.

На рис. 11-7,*б* показаны аналогичные графики для второго режима работы суперрегенератора, когда за время положительного полупериода вспомогательного напряжения напряжение на контуре не успевает нарасти до установившегося значения. В этом случае амплитуды импульсов и их площади оказываются зависящими от величины U'_{m0} в момент начала самовозбуждения, т. е. от закона модуляции принимаемого сигнала. Поэтому при таком режиме и при наличии принимаемого сигнала на выходе суперрегенеративного приемника также имеется низкочастотное напряжение, соответствующее закону модуляции принимаемого сигнала.

Вследствие наличия в контуре шумового напряжения при обоих режимах работы суперрегенератора площадь генерируемых им импульсов зависит не только от закона модуляции принимаемого сигнала, но и от величины шумового напряжения. Поэтому на выходе суперрегенеративного приемника, кроме низкочастотного напряжения, имеется достаточно большое шумовое напряжение (суперные шумы).

Анализ работы каскада с первым режимом показывает, что изменение постоянной составляющей на выходе детектора пропорционально величине $\ln \frac{U_{0\,с.ш}}{U_{0\,ш}}$, а при втором режиме — величине $(U_{0\,с.ш} - U_{0\,ш})$. Здесь $U_{0\,ш}$ — шумовое напряжение контура и $U_{0\,с.ш}$ — суммарное напряжение сигнала и шума в момент начала самовозбуждения. Поэтому первый режим работы суперрегенератора принято называть логарифмическим или нелинейным, а второй — линейным.

Линейный режим дает малые нелинейные искажения, но он очень неустойчив, так как малейшее изменение питающих напряжений приводит к резкому изменению $U_{m\,макс}$. Логарифмический режим работы сопровождается большими нелинейными искажениями, но зато более устойчив. Кроме того, при логарифмическом режиме усиление слабых сигналов будет большим, чем сильных. Объясняется это тем, что прирост площади импульса (см. рис. 11-7,*а*) уменьшается

с ростом амплитуды его начальных колебаний. В результате при логарифмическом режиме суперрегенератор в известной мере обладает ограничивающими свойствами, ослабляющими действие резких и сильных импульсных помех. Поэтому на практике наибольшее распространение получил логарифмический режим работы. Он оказывается вполне допустимым при служебной передаче речи, телеграфии и в отдельных случаях приема импульсных сигналов.

Таким образом, в суперрегенеративном приемнике используются все преимущества регенеративного приемника и устраняется его недостаток — нестабильность работы, требующая частой регулировки величины обратной связи. Усилительные свойства суперрегенератора превышают усилительные свойства простого сеточного детектора в тысячи раз при высокой стабильности работы, так как амплитуды генерируемых импульсов обычно достигают единиц вольт. В случае логарифмического режима работы выигрыш в усилении за счет свойств суперрегенератора оценивается следующей формулой:

$$B = \frac{Q_2}{2\pi \sqrt{U_{0\,с.ш}^2 - U_{0\,ш}^2}} \left[U_{m\,макс} Q_1 \frac{F_i}{f_0} \ln \frac{U_{0\,с.ш}}{U_{0\,ш}} \right]^2. \quad (11\text{-}3)$$

Здесь $Q_2 = \frac{\omega_0 L}{r_{э2}}$ — добротность контура при отсутствии самовозбуждения;

$Q_1 = \frac{\omega_0 L}{r_{э1}}$ — добротность контура при наличии самовозбуждения;

f_0 — частота принимаемых сигналов.

Остальные обозначения совпадают с принятыми в тексте. Об усилительных способностях суперрегенератора в логарифмическом режиме можно судить по следующему примеру.

Пример 11-1. Вычислить выигрыш в усилении сигнала, который дает суперрегенеративный каскад в логарифмическом режиме, если $Q_1 = 100$, $Q_2 = 10$, $U_{0ш} = 5$ *мкв*, $U_{0с.ш} = 20$ *мкв*, $U_{m\,макс} = 10$ *в*, $F_i = 50$ *кгц*, $f_0 = 200$ *Мгц*.

Используя формулу (11-3), находим·

$$B = \frac{10}{6{,}28 \sqrt{20^2 - 5^2} \cdot 10^{-6}} \left[10 \cdot 100 \frac{0{,}05}{200} \ln \frac{20}{5} \right]^2 = 10^4.$$

Из формулы (11-3) видно, что для улучшения усилительных способностей суперрегенератора в нем следует применять хороший контур и высокую частоту вспомогательного напря-

жения. Увеличивая F_i, нужно сохранять логарифмический режим, при котором колебания успевают нарасти до своего установившегося значения за время, меньшее половины периода. В реальных схемах F_i берут от 15 до 60 *кгц*.

Изложенное выше показывает, что термин «сверхрегенератор» не соответствует существу процессов, происходящих в таком каскаде. Правильнее было бы называть сверхрегенеративный приемник приемником с прерывистой генерацией.

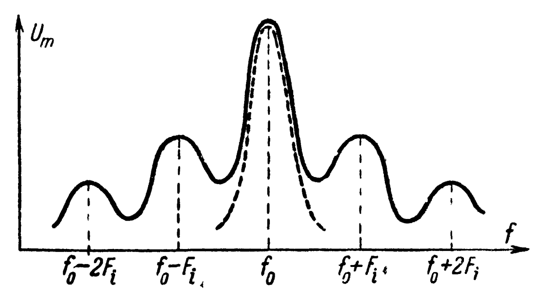


Рис. 11-8. Резонансная кривая сверхрегенеративного приемника.

Избирательность сверхрегенератора значительно хуже, чем у регенеративного приемника. Так как в нем происходит прерывистая генерация с частотой F_i, то периодическая повторяемость этих процессов приводит к тому, что при настройке контура на частоту f_0 приемник хорошо отзывается не только на сигналы с частотой f_0, но и на сигналы, частоты которых равны $f_0 \pm kF_i$. Здесь k — целые числа, начиная с единицы. Из-за этого резонансная кривая сверхрегенеративного приемника имеет вид, изображенный на рис. 11-8. Штриховой линией здесь для сравнения изображена форма резонансной кривой регенеративного приемника.

Вторым недостатком сверхрегенеративного приемника является несколько больший уровень собственных шумов, о чем говорилось выше.

Практически в сверхрегенеративных приемниках источником вспомогательной э. д. с. служит та же лампа, которая используется в сверхрегенеративном каскаде. Для этого величины сопротивления R_c и емкости C_c выбирают так, чтобы лампа работала в режиме прерывистой генерации. На рис. 11-9 приведена схема одного из таких приемников с лампой типа 6Ж3П в триодном режиме, предназначенного

для работы в метровом диапазоне. Для получения положительной обратной связи здесь применена емкостная трехточечная схема, в которой обратная связь задается с помощью междуэлектродных емкостей лампы $C_{а\text{-}с}$ и $C_{с\text{-}к}$.

Суперрегенеративные приемники благодаря их преимуществам находят большое применение на СВЧ в настоящее время. Большая работа по теоретическому исследованию

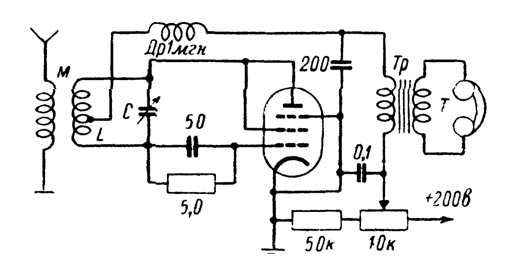


Рис. 11-9. Принципиальная схема суперрегенеративного приемника.

процессов, происходящих в суперрегенеративных приемниках, проделана Г. С. Гореликом, Г. М. Гинцем, Г. Б. Ольдерогге и Л. С. Гуткиным, изучившим влияние помех на суперрегенератор.

11-5. ПРИЕМ ТЕЛЕГРАФНЫХ СИГНАЛОВ НА РЕГЕНЕРАТИВНЫЕ ПРИЕМНИКИ

Регенеративные приемники могут быть использованы для приема телеграфных сигналов. Прием телеграфных сигналов с тональной модуляцией производится обычным образом. Для приема немодулированных сигналов следует довести *регенератор до генерации и расстроить его контур на* 1—2 *кгц* по отношению к несущей частоте сигнала. К детектору в этом случае будут подводиться два высокочастотных немодулированных колебания, что аналогично гетеродинному детектированию, рассмотренному в § 8-5. Поэтому на выходе детектора в моменты приема сигнала будет возникать напряжение с частотой, равной частоте расстройки. Этот метод слухового радиоприема немодулированных телеграфных сигналов называют обычно автодинным.

Суперрегенеративный приемник обеспечивает уверенный прием телеграфных сигналов, если за время передачи точки имеет место не менее 10—15 циклов самовозбуждения.

Для обеспечения этого частоту вспомогательного напряжения следует брать из условия

$$F_i \geqslant \frac{30}{\tau},$$

где τ — длительность точки. При ручной работе передача точки длится 5 — 10 *мсек*, поэтому F_i должна быть более 3 — 6 *кгц*.

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ ДЛЯ ПОВТОРЕНИЯ

1. Какие приемники называют регенеративными?
2. Каков принцип действия регенеративного каскада?
3 Каковы принципы регулировки обратной связи? Их сравнительная оценка?
4. Почему при связи больше критической ток в контуре регенератора нарастает до конечной величины?
5. Каковы преимущества и недостатки регенеративных приемников?
6. Каков принцип действия суперрегенеративного каскада?
7. Какие режимы работы суперрегенератора называются линейным и логарифмическим? Их сравнительная оценка?
8. От каких параметров суперрегенератора зависит его выигрыш в усилении по сравнению с обычным приемником?
9. Каковы преимущества и недостатки суперрегенератора?

ЗАДАЧИ

1. Определить наибольшее возможное значение частоты вспомогательного напряжения применительно к данным примера 11-1, если считать, что наибольшее время нарастания колебаний не должно превышать 0,167 периода вспомогательного напряжения.

Ответ: Не более 71 *кгц*

2. Каков будет выигрыш в усилителе сигнала в суперрегенеративном приемнике с данными примера 11-1, если частоту вспомогательного напряжения увеличить до 71 *кгц*?

Ответ: $2 \cdot 10^4$.

ГЛАВА ДВЕНАДЦАТАЯ

РЕГУЛИРОВКИ И НАСТРОЙКИ В ПРИЕМНИКАХ

12-1. НАЗНАЧЕНИЕ РЕГУЛИРОВОК В ПРИЕМНИКАХ

В процессе эксплуатации радиоприемников нередко требуется иметь возможность изменять их характеристические параметры: чувствительность, избирательность, полосу пропускания и т. п.

Например, для удобства эксплуатации желательно, чтобы выходная мощность приемника при приеме сигналов различных радиостанций оставалась постоянной, равной нормальной.

В то же время радиоприемник должен обеспечивать прием сигналов от радиопередающих устройств, находящихся от него на различных расстояниях и излучающих различную мощность. Поэтому в месте приема напряженность поля от различных радиостанций может отличаться в тысячи и десятки тысяч раз. Если при таком большом диапазоне изменения напряженности поля принимаемых сигналов выбрать коэффициент усиления приемника из условия нормального приема самых слабых сигналов, то в отдельных каскадах приемника может наступить перегрузка при приеме сильных сигналов. Последняя вызовет чрезмерные нелинейные искажения или даже полное прекращение приема (перегруженный каскад окажется запертым). Следовательно, в приемнике должны быть устройства, позволяющие регулировать его усиление. Особенно это важно для передвижных радиостанций, так как в процессе их работы напряженность поля принимаемой станции может быстро изменяться. Кроме того, аналогичная картина бывает при приеме коротковолновых станций из-за явления замирания.

В некоторых случаях напряженность поля от радиопередатчиков, несущие частоты которых близки к несущей частоте принимаемого сигнала, оказывается значительно большей напряженности поля полезного сигнала. Для устранения создаваемых этими передатчиками помех необходимо иметь возможность регулировать избирательность приемника (сужать его полосу пропускания). Иногда сужение полосы становится необходимым для ослабления атмосферных и промышленных помех или собственных шумов приемника.

Несущая частота радиопередатчика и частота местного гетеродина в супергетеродинах в процессе эксплуатации неизбежно изменяются в некоторых пределах, определяющихся стабильностью их работы. Поэтому в диапазоне СВЧ для осуществления нормального радиоприема полосу пропускания приемника приходится брать значительно большей, чем спектр частот сигналов, излучаемых радиопередающим устройством. Расширение полосы пропускания приемника неизбежно приводит к увеличению уровня помех. Чтобы избежать такого расширения полосы пропускания и связанного с этим увеличения помех, во многих современных супергетеродинах вводят устройство, автоматически изме-

няющее частоту гетеродина приемника и устанавливающее ее такой, при которой приемник оказывается точно настроен на принимаемую радиостанцию. Эта регулировка носит название автоматической подстройки частоты или автоподстройки (АП).

В профессиональных радиоприемниках может быть необходим и еще ряд регулировок: автоматическая настройка, регулировка тембра принимаемой радиопередачи и т. п.

В первых образцах радиоприемников все указанные виды регулировок производились вручную, что значительно усложняло их эксплуатацию. В современных приемниках основные виды регулировок осуществляются обычно автоматически специальными элементами, вводимыми в их схему. Но некоторые типы регулировок в современных радиоприемниках осуществляются и автоматическими и ручными регуляторами, что расширяет эксплуатационные возможности приемника.

12-2. ПРИНЦИПЫ РЕГУЛИРОВКИ УСИЛЕНИЯ

Регулировка усиления приемника осуществляется путем изменения коэффициента усиления в одном или нескольких его каскадах. Коэффициент усиления любого каскада радиоприемника пропорционален произведению крутизны характеристики его лампы в рабочей точке на величину нагрузочного сопротивления. Поэтому регулировку усиления можно осуществлять:

1) изменением крутизны характеристики лампы;

2) изменением величины нагрузочного сопротивления каскада;

3) снятием выходного напряжения с части нагрузки каскада;

4) применением специальных цепей обратной связи;

5) одновременным использованием нескольких названных выше способов.

В современных приемниках наибольшее распространение получили первый и третий способы регулировки усиления. Первый способ обычно применяется в высокочастотных цепях приемника, где амплитуды усиливаемых сигналов невелики и возможно перемещение рабочей точки по характеристике лампы, а третий — в цепях приемника, следующих после детектора. Второй способ находит практическое применение лишь в импульсных приемниках. Четвертый способ используется в регенеративных каскадах. Следует отметить, что регулировка усиления изменением величины нагрузоч-

ного сопротивления или за счет переменных обратных связей обычно сопровождается изменением полосы пропускания каскада, что не всегда допустимо. Так, при шунтировании нагрузочного контура усилителя высокой частоты снижается коэффициент усиления и расширяется полоса пропускания. При увеличении отрицательной обратной связи

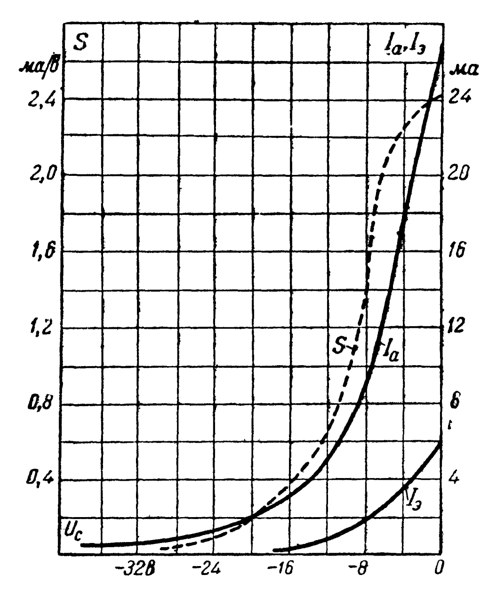


Рис 12-1. Характеристики пентода с переменной крутизной типа 6К3 ($E_a = 250$ *в*; $E_э = 150$ *в*).

коэффициент усиления каскада уменьшается, а его полоса пропускания расширяется.

Первый способ весьма легко позволяет создать автоматическую регулировку усиления (АРУ). Для ее осуществления в регулируемом каскаде применяют лампу, характеристика которой имеет переменную крутизну в широком диапазоне напряжений смещения на сетке (рис. 12-1). Такие лампы обычно называются лампами с удлиненной характеристикой. На рис. 12-1 приведена типичная характеристика такой лампы.

На нагрузочном сопротивлении диодного детектора создается постоянное напряжение, величина которого пропорциональна амплитуде несущей принимаемого сигнала. Если это напряжение подать на управляющую сетку лампы ре-

гулируемого каскада в качестве напряжения смещения, то оно будет автоматически перемещать рабочую точку лампы в область большей крутизны характеристики при слабых сигналах и в область меньшей крутизны при приеме сильных сигналов. Это приведет к тому, что большему сигналу будет соответствовать меньший коэффициент усиления и, наоборот, меньшему сигналу — больший коэффициент усиления. В результате выходное напряжение регулируемого каскада будет сравнительно мало изменяться при изменении уровня сигнала.

12-3. ПРОСТАЯ АРУ

На рис. 12-2 изображена схема простой системы АРУ вместе с регулируемым каскадом. Рабочая точка лампы регулируемого каскада $Л_1$ определяется суммой двух напряжений: напряжением начального смещения E_c, создающимся на сопротивлении $R_к$, и выходным напряжением выпрямителя АРУ $E_{АРУ}$, возникающим на его нагрузке R. При отсутствии сигнала на входе регулируемого каскада (приемник не настроен на несущую частоту радиостанции)

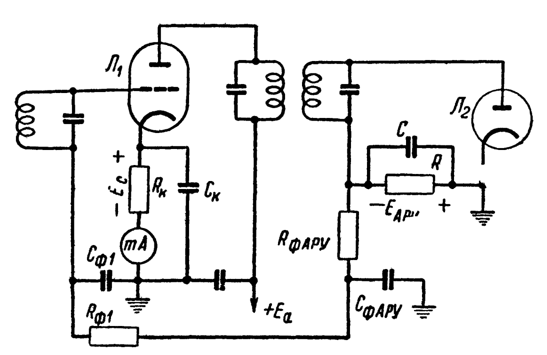


Рис. 12-2. Принципиальная схема выпрямителя простой АРУ и регулируемого каскада.

напряжение смещения на сетке лампы $Л_1$ равно E_c и каскад дает максимальное усиление. Когда на сетку лампы $Л_1$ подводится переменное напряжение, оно усиливается лампой, выпрямляется выпрямителем АРУ и создает дополнительное смещение на сетке лампы $Л_1$. Благодаря этому понижается коэффициент усиления регулируемого каскада, что уменьшает его выходное напряжение. Каждо-

му уровню входного сигнала лампы $Л_1$ будет соответствовать своя динамическая точка равновесия на характеристике лампы, определяемая суммой напряжений E_c и $E_{АРУ}$. При таком методе регулировки усиления глубина регулировки, даваемая одним каскадом, может быть определена из соотношения

$$q = \frac{K_{макс}}{K_{мин}} = \frac{S_{макс}}{S_{мин}}. \qquad (12\text{-}1)$$

Если допустить изменение напряжения смещения на управляющей сетке лампы типа 6К3 от —3 до —20 *в*, то согласно рис. 12-1 крутизна ее характеристики будет изменяться от 2,3 до 0,2 *ма/в* и на основании (12-1) получим:

$$q = \frac{2,3}{0,2} = 11,5.$$

В приемниках обычно требуется иметь гораздо более глубокую регулировку, поэтому осуществляют регулировку в нескольких каскадах одновременно.

Вследствие модуляции сигнала на нагрузке выпрямителя АРУ выделится не только постоянное напряжение, определяющееся амплитудой несущей сигнала, но и переменное напряжение с частотой модуляции. Если подать на сетки ламп регулируемых каскадов оба эти напряжения, то усиление сигнала будет сопровождаться искажениями, которые выразятся в его демодуляции (уменьшении коэффициента модуляции). Действительно, при положительном полупериоде модулирующего напряжения напряжение на нагрузке выпрямителя АРУ будет расти. Это вызовет увеличение смещения на сетках ламп регулируемых каскадов и дополнительное снижение усиления, что эквивалентно как бы уменьшению коэффициента модуляции сигнала. При отрицательном полупериоде модулирующего напряжения напряжение на нагрузке выпрямителя АРУ будет уменьшаться, что вызовет соответствующее увеличение усиления регулируемых каскадов; это также эквивалентно уменьшению коэффициента модуляции.

Чтобы демодуляции сигнала в регулируемых каскадах не происходило, нужно предотвратить доступ переменной составляющей с нагрузки выпрямителя АРУ на сетки ламп регулируемых каскадов. Для этого регулирующее напряжение к сеткам ламп подают через специальный фильтр АРУ, состоящий из сопротивления $R_{фАРУ}$ и конден-

сатора $C_{фАРУ}$. Емкость конденсатора и сопротивление этого фильтра выбираются так, чтобы напряжение на его выходе (на конденсаторе $C_ф$) существенно не изменялось за время самого большого периода модулирующей частоты. Это выполняется, если постоянная времени фильтра ($R_ф C_ф$) много больше наибольшего периода модулирующего напряжения.

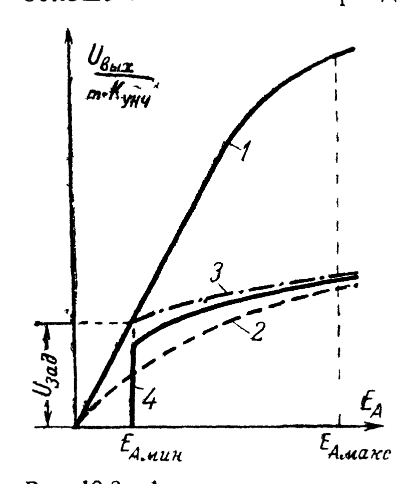


Рис 12-3. Амплитудные характеристики приемников.

1 — без АРУ; 2 — с простой АРУ; 3 — с задержанной АРУ; 4 — с задержанной и бесшумной АРУ.

Так как в цепи фильтра постоянные токи не протекают, то сопротивление $R_{фАРУ}$ берут достаточно большим, порядка 1—3 *Мом*. Емкость конденсатора фильтра определяют из условия

$$C_{фАРУ} = \frac{5}{R_{фАРУ} F_{мин}}. \quad (12\text{-}2)$$

Пример 12-1. Определить параметры фильтра АРУ, если $F_{мин} = 70$ *гц*. Выбираем в качестве $R_{фАРУ}$ сопротивление ВС-0,25 2 *Мом*, тогда из (12-2) получаем

$$C_{фАРУ} = \frac{5}{2 \cdot 10^6 \cdot 70} = 0{,}036 \text{ мкф}.$$

Из таблиц справочников выбираем конденсатор КБГ-И 0,04 *мкф* на рабочее напряжение 200 *в*

Амплитудная характеристика приемника с простой АРУ изображена кривой *2* рис. 12-3.

Большим недостатком простой АРУ является то, что она начинает действовать при любой амплитуде сигнала, приходящего на вход первой регулируемой лампы. Из-за этого снижается чувствительность приемника при приеме слабых сигналов, что ухудшает их прием. Этот недостаток устраняется в схеме АРУ с задержкой.

Следует отметить, что в приемниках с малым числом ламп выпрямителем простой АРУ может служить диодный детектор.

12-4. ЗАДЕРЖАННАЯ АРУ

Схема выпрямителя АРУ с задержкой изображена на рис. 8-8. Функции выпрямителя АРУ выполняет правый диод лампы. Напряжение сигнала подводится к аноду A_2

этого диода от контура через конденсатор C_2 Ток через диод потечет лишь тогда, когда амплитуда подводимого к аноду A_2 переменного напряжения превысит исходное напряжение смещения триодной части лампы E_0, создающееся на катодном сопротивлении $R_к$. Связано это с тем, что на анод A_2 через сопротивление нагрузки выпрямителя АРУ R_2 подается отрицательное по отношению к катоду напряжение E_0. Благодаря этому система АРУ начнет действовать лишь тогда, когда амплитуда сигнала на контуре LC будет больше напряжения E_0. Напряжение E_0 называется напряжением задержки. Изменяя его величину, можно регулировать порог срабатывания системы АРУ.

На рис. 12-3 приведены амплитудные характеристики радиоприемников с различными системами АРУ. Нелинейность амплитудной характеристики приемника без АРУ объясняется перегрузкой в отдельных его каскадах. При $E_A < E_{A\,мин}$ кривая *3* совпадает с кривой *1*, так как система начинает регулировать при $E_A > E_{A\,мин}$.

Качество работы системы АРУ оценивается относительным изменением выходного напряжения приемника при заданном диапазоне изменений э. д. с. сигнала в антенне. Чем меньше это относительное изменение выходного напряжения, тем лучше работает система АРУ.

Из сравнения характеристик следует, что при изменении входных напряжений принимаемых сигналов от $E_{A\,мин}$ до $E_{A\,макс}$ выходное напряжение меньше всего изменяется в приемнике с задержанной АРУ.

Для улучшения работы задержанной АРУ выгоднее брать большое значение напряжения задержки. Объясняется это тем, что при увеличении напряжения задержки заданному относительному изменению выходного напряжения приемника соответствует большее абсолютное значение регулирующего напряжения. Благодаря этому смещение на сетках ламп регулируемых каскадов изменяется в большем интервале, что дает более сильное регулирование коэффициента усиления приемника. Но повышение напряжения задержки требует соответствующего увеличения коэффициента усиления высокочастотной части приемника.

В современных приемниках напряжение задержки выбирают в пределах 3—10 *в*.

Следует отметить, что для простой и задержанной АРУ требуется всего один диод. Обычно для этой цели приме-

няется второй диод двойного диода, используемого для основного детектора приемника.

Рассчитать параметры задержанной АРУ можно, пользуясь следующей методикой. Обозначим через

$$p = \frac{U_{вых\ макс}}{U_{вых\ мин}}$$

допустимое относительное изменение напряжения на выходе приемника, а через

$$m = \frac{E_{A\ макс}}{E_{A\ мин}}$$

— заданное относительное изменение амплитуды сигналов на его входе. Тогда требующееся изменение усиления регулируемых каскадов будет

$$\frac{K_{макс}}{K_{мин}} = \frac{U_{вых\ мин}}{E_{A\ мин}} : \frac{U_{вых.\ макс}}{E_{A\ макс}} = \frac{m}{p}$$

Но так как усиление регулируемых каскадов пропорционально крутизне их ламп, то

$$\frac{K_{макс}}{K_{мин}} = \frac{S_{1\ макс} S_{2\ макс} \ldots S_{n\ макс}}{S_{1\ мин} S_{2\ мин} \ldots S_{n\ мин}} = \frac{m}{p}, \qquad (12\text{-}3)$$

где S_1, $S_2, \ldots, S_n$ — крутизна характеристики ламп первого, второго, ..., n-го регулируемых каскадов.

Величины $S_{макс}$ для каждого из регулируемых каскадов определяются исходным режимом работы ламп при бездействующей системе АРУ. Они известны из расчета соответствующих каскадов приемника.

Дальше нужно найти такое дополнительное смещение, при подаче которого на сетки ламп всех регулируемых каскадов получающиеся величины $S_{мин}$ будут удовлетворять уравнению (12-3). Это напряжение и будет наибольшим регулирующим напряжением системы АРУ, которое обозначим через ΔU_p. По полученной величине ΔU_p из формулы

$$E_{m\ мин} = E_з = \frac{\Delta U_p}{p - 1} \qquad (12\text{-}4)$$

можно определить минимальную амплитуду несущей сиг-

нала $E_{m\,мин}$ и напряжение задержки $E_з$, которые требуется подвести к диоду выпрямителя АРУ. На этом собственно и кончается расчет системы АРУ.

Пример 12-2. Рассчитать задержанную систему АРУ, если $m = 3\,600$, $p = 2$. Регулировке подвергаются три каскада с лампами типа 6К3 при исходном смещении — 3 *в*.

Так как лампы регулируемых каскадов одинаковы и согласно рис. 12-1 $S_{макс} = 2{,}3$ *ма/в*, то из формулы (12-3) получаем.

$$S_{мин} = S_{макс} \sqrt[3]{\frac{p}{m}} = 2{,}3 \sqrt[3]{\frac{2}{3\,600}} = 0{,}2 \ ма/в.$$

По характеристикам рис. 12-1 находим, что крутизну 0,2 *ма/в* лампы имеют при смещении на сетке, равном — 20 *в*. Следовательно, регулирующее напряжение $\Delta U_p = 20 - 3 = 17$ *в*. Из формулы (12-4) находим:

$$E_{m\,мин} = E_з = \frac{17}{2 - 1} = 17 \ в.$$

Сопротивление нагрузки выпрямителя АРУ согласно схеме рис. 8-8 должно быть не менее 1,5÷2,0 *Мом*, чтобы шунтирование контуров выпрямителем было небольшим. Следует иметь ввиду, что входное сопротивление выпрямителя АРУ, выполненного по схеме рис. 8-8, определяется формулой

$$R_{вх} = \frac{0{,}33 R_2 R_{ф\,АРУ}}{0{,}33 R_2 + R_{ф\,АРУ}}.$$

Фильтр АРУ в схеме задержанной АРУ рассчитывается так же, как и в простой АРУ.

В тех случаях, когда задержанная АРУ не обеспечивает необходимой степени постоянства выходного напряжения, используются более сложные схемы усиленной АРУ. В них добавочное смещение, подаваемое на сетки регулируемых ламп, много больше амплитуды переменного напряжения, подводимого к детектору приемника. Усиленные АРУ применяются и тогда, когда из-за малого коэффициента усиления высокочастотной части приемника невозможно подвести на вход задержанной АРУ напряжение сигнала с амплитудой, определяемой формулой (12-4).

12-5. УСИЛЕННАЯ И БЕСШУМНАЯ АРУ

В усиленной АРУ регулирующее напряжение всегда больше амплитуды несущей сигнала на входе детектора. Достигается это введением дополнительных усилитель-

ных каскадов, что в значительной степени усложняет приемник.

На рис. 12-4,*а* приведена часть блок-схемы приемника с усиленной АРУ, имеющего дополнительный усилитель промежуточной частоты. Здесь, как и на остальных рисунках, *1* — каскады, усиление которых регулируется; *2* — детектор; *3* — усилитель низкой частоты; *4* — выпрямитель АРУ; *5* — дополнительный усилитель промежуточной частоты. Из схемы следует, что дополнительный каскад усилителя промежуточной частоты *5* включен между входом детектора и выпрямителем АРУ. На рис. 12-4,*б* приведена блок-схема приемника с усиленной АРУ, в которой дополнительное усиление осуществляется после выпрямителя АРУ с помощью усилителя постоянного тока *6*. Коэффициент усиления каскадов *5* и *6* определяется отношением минимальной амплитуды несущей сигнала, которую нужно подвести к выпрямителю задержанной АРУ согласно формуле (12-4), к напряжению, имеющемуся на входе детектора приемника.

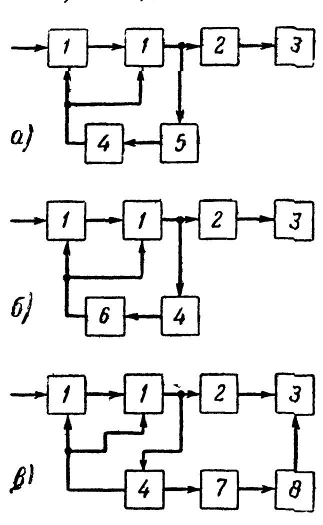


Рис. 12-4. Часть блок-схемы приемника.

а — с усиленной АРУ и дополнительным усилителем по промежуточной частоте; *б* — с усиленной АРУ и дополнительным усилителем по постоянному току; *в* — с задержанной и бесшумной АРУ.

Схемы рис. 12-4,*а* и *б* с точки зрения сложности примерно одинаковы. Достоинством первой из них является то, что дополнительный усилительный каскад идентичен с имеющимися в приемнике каскадами усилителя промежуточной частоты и может питаться от общего источника питания. Недостаток ее состоит в том, что общее усиление приемника по промежуточной частоте повышается. Вследствие этого возрастает опасность его самовозбуждения.

Во второй схеме положительный полюс источника анодного напряжения каскада *6* должен быть заземлен. Поэтому для него в приемнике должен иметься свой источник питания цепи анода лампы, что является существенным недостатком. На практике наиболее часто применяют схемы усиленной АРУ с дополнительным усилением по промежуточной частоте.

Характерной особенностью приемников с АРУ является зависимость их коэффициента усиления от амплитуды принимаемого сигнала. Чем больше сигнал, тем меньше усиление приемника, и наоборот. Поэтому при постоянном уровне различных помех, поступающих на вход приемника, их действующее значение на его выходе будет различным. При приеме слабых сигналов, когда усиление приемника велико, уровень помех на его выходе получается большим, а при приеме сильных сигналов — малым. Особенно сильно помехи прослушиваются при перестройке приемника с одной станции на другую, когда АРУ бездействует и усиление приемника максимально. Для устранения действия помех во время перестройки приемника применяется задержанная и бесшумная АРУ.

Блок-схема приемника с бесшумной и задержанной АРУ приведена на рис. 12-4,*в*. Ее специфическими элементами являются генератор с самовозбуждением *7* и выпрямитель его напряжения *8*. Отрицательное напряжение с выхода выпрямителя АРУ подается на управляющую сетку лампы генератора *7*. Режим работы последнего подбирается таким, что при приеме станций, сигналы которых превышают порог задержки, напряжение, поступающее от выпрямителя АРУ, запирает лампу генератора и он перестает работать. При перестройке приемника сигнал на выпрямитель АРУ не поступает, напряжение на его выходе падает до нуля, лампа генератора отпирается и он начинает работать. Напряжение, даваемое генератором, выпрямляется выпрямителем *8*. Минус выпрямленного напряжения подается на сетку лампы первого каскада усилителя низкой частоты и запирает ее. Таким образом, при отсутствии на входе детектора сигнала, превышающего уровень задержки, приемник оказывается запертым и на его выход не проходят ни слабые сигналы, ни помехи. При настройке приемника на станцию, сигнал которой на входе детектора больше напряжения задержки, выпрямитель АРУ начинает работать и запирает генератор *7*. Благодаря этому каскад усилителя низкой частоты отпирается и сигнал проходит на выход приемника. Следовательно, в момент перестройки с одной станции на другую на выходе приемника с бесшумной АРУ не слышно ни помех, ни сигналов слабых станций. Регулируя порог срабатывания системы бесшумной настройки, можно ограничить прием слабых станций, сопровождающийся сильным действием помех.

Амплитудная характеристика приемника с задержанной и бесшумной АРУ представлена кривой *4* на рис. 12-3.

С принципиальной схемой усиленной и бесшумной АРУ можно познакомиться на примере схем приемников типа «Мир» и Беларусь-53, описанных в журналах «Радио» № 5 за 1953 г. и № 6 за 1954 г.

12-6. РУЧНЫЕ РЕГУЛЯТОРЫ ГРОМКОСТИ

В зависимости от условий, в которых используется приемник, может потребоваться регулировка его выходной мощности (громкости приема). В большой и шумной комнате для нормального приема будет требоваться бо́льшая выходная мощность, чем в маленькой и тихой комнате. Для изменения уровня выходной мощности в приемниках применяют ручные регуляторы громкости. Они устраиваются обычно на выходе детектора или в цепях усилителя низкой частоты и выполняются по методу потенциометрического деления выходного напряжения одного из каскадов. Пример осуществления такого регулятора приведен на схеме рис. 8-8. Здесь напряжение с нагрузки детектора подано через конденсатор C_1 на сопротивление R_1. На сетку триодной части лампы подводится лишь часть этого напряжения, снимаемого с участка *аб* переменного сопротивления R_1. Изменяя положение контакта *б*, можно регулировать амплитуду переменного напряжения на входе усилителя низкой частоты, а следовательно, и выходную мощность всего приемника.

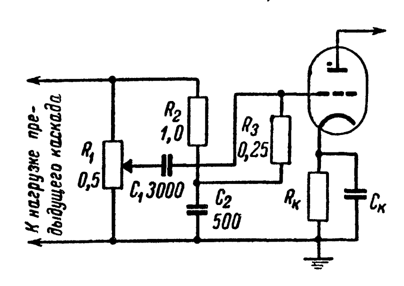


Рис. 12-5. Схема ручного компенсированного регулятора громкости.

При уменьшении громкости качество восприятия музыкальных передач ухудшается, что объясняется неодинаковой формой частотной характеристики человеческого уха при разных уровнях громкости. Для устранения этого в радиовещательных приемниках часто применяют компенсированные ручные регуляторы громкости. Такие регуляторы одновременно с изменением громкости меняют частотную характеристику приемника.

Схема простейшего компенсированного регулятора громкости показана на рис. 12-5. Сопротивление R_1 выполняет роль ручного регулятора громкости, а сопротивления R_2, R_3 и конденсаторы C_1 и C_2 служат для корректировки ча-

стотной характеристики при разных уровнях громкости. Достоинством приведенной схемы регулятора является то, что переменное сопротивление требуется без отводов, тогда как в большинстве других схем оно выполняется с отводами.

В импульсных приемниках ручную регулировку усиления чаще всего производят, подавая отрицательное напряжение на антидинатронные сетки ламп усилителя промежуточной частоты. В телевизионных приемниках для осуществления ручной регулировки усиления часто сопротивление в цепи катода лампы усилителя высокой частоты делают переменным (R_4 на рис. 14-4).

12-7. РЕГУЛЯТОРЫ ПОЛОСЫ ПРОПУСКАНИЯ И ТЕМБРА

Регулировку полосы пропускания приемника можно производить как до детектора, так и после него. Но если принять во внимание нелинейность детектора и действие помех от радиостанций, то станет видно, что с целью большего ослабления помех регулировку полосы пропускания лучше производить до детектора, хотя это и более сложно.

Если регулировка полосы пропускания приемника осуществляется до детектора, то ее обычно производят в усилителе промежуточной частоты, так как все его контуры настроены на одну постоянную частоту $f_{пр}$. Регулировка полосы может осуществляться изменением коэффициента связи между контурами полосовых фильтров, изменением затухания этих контуров или посредством цепей обратной связи.

Первый способ применяется чаще всего при ручной регулировке полосы. В этом случае при индуктивной связи изменяется расстояние между контурными катушками фильтра (рис. 4-5,*а*), а при емкостной — емкость конденсатора связи $C_{св}$ (на рис. 4-5,*б*). Оба эти метода изменения связи позволяют плавно регулировать полосу пропускания высокочастотной части приемника.

Второй способ применяется реже, так как более сложен. Практически он осуществляется включением переменного сопротивления параллельно одному или нескольким контурам фильтров промежуточной частоты. При изменении величины этого сопротивления меняется эквивалентное затухание контура ($\delta_э$), а следовательно, и полоса пропускания. Одновременно с изменением затухания меняется и эквивалентное сопротивление контура, что ведет к изме-

нению коэффициента усиления каскада. Это не всегда приемлемо.

Если изменение полосы пропускания требуется производить ступенями, то для этих целей обычно используют комбинацию первого и второго способов, включая в одном из контуров небольшую добавочную катушку $L_{доб}$, увеличивающую связь между контурами фильтра (рис. 12-6). Для сохранения наилучшей формы резонансной кривой последовательно с добавочной катушкой включают небольшое сопротивление $r_{доб}$, увеличивающее затухание контура [см. рис. 4-6 и формулу (4-14)]. При этом способе регулировки полосы пропускания индуктивность добавочной катушки должна быть малой во избежание сильной расстройки контуров фильтра. Практически ее величину можно определить из неравенства

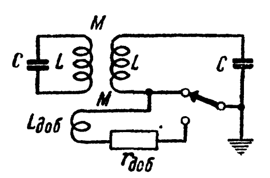


Рис. 12-6. Схема полосового фильтра со ступенчатой регулировкой полосы пропускания

$$L_{доб} \leqslant 0{,}5\,\delta_э L, \qquad (12\text{-}5)$$

если допустить изменение полосы пропускания фильтра за счет расстройки не более чем на 10%.

Для регулировки полосы пропускания с помощью цепей обратной связи последние составляют из реактивных элементов. При этом сопротивление цепи обратной связи и коэффициент обратной связи существенно зависят от частоты и величины реактивных элементов цепи.

Осуществив отрицательную обратную связь с помощью последовательного контура $L_к C_к$ в катодной цепи лампы, можно добиться автоматической регулировки полосы пропускания. Пример схемы каскада усилителя промежуточной частоты с такой цепью обратной связи приведен на

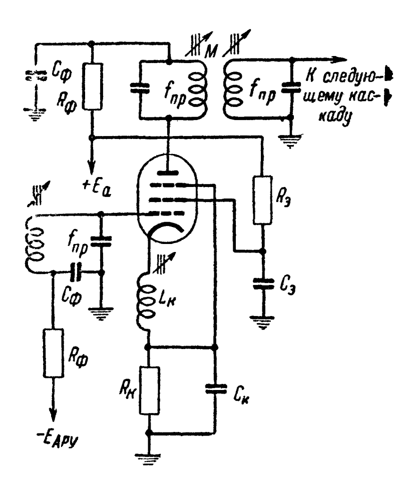


Рис. 12-7. Схема каскада с регулировкой полосы пропускания посредством отрицательной обратной связи.

рис. 12-7. Все контуры каскада настроены на промежуточную частоту. Сопротивление последовательного контура $L_кC_к$, включенного в катодную цепь лампы, неодинаково для разных частот. Поэтому напряжение обратной связи, создающееся на этом контуре, также зависит от частоты сигнала и изменяется по кривой, обратной относительно резонансной кривой контура. Вследствие этого усиление каскада при частотах сигнала $f_c \neq f_{пр}$ сильно понижается, что эквивалентно уменьшению ординат резонансной кривой для частот $f_c \neq f_{пр}$ и соответствующему сужению полосы пропускания резонансной кривой.

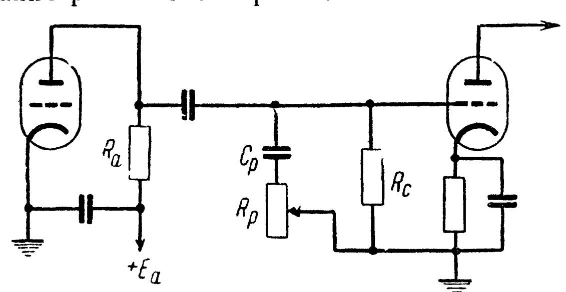


Рис 12-8. Схема регулятора полосы пропускания в усилителе низкой частоты.

Чем сильнее сигналы, тем больше смещение на сетке лампы благодаря работе системы АРУ. Поэтому при приеме сильных сигналов крутизна характеристики лампы мала, а степень обратной связи, пропорциональная S, слаба. При приеме слабых сигналов крутизна лампы будет большей и обратная связь сильней, что приведет к соответствующему сужению полосы пропускания каскада. Следовательно, чем сильнее сигнал, тем шире полоса пропускания каскада.

Регулировку полосы пропускания приемника в цепях усилителя низкой частоты часто называют регулировкой тембра, так как сужение полосы приводит к завалу частотной характеристики в области высших звуковых частот и к изменению тембра воспроизводимой радиопередачи.

Схема простейшего регулятора тембра приведена на рис. 12-8. Она состоит из конденсатора C_p и переменного сопротивления R_p, включенных параллельно нагрузочному сопротивлению предыдущего каскада R_a. Изменяя величину сопротивления R_p, можно менять сопротивление на-

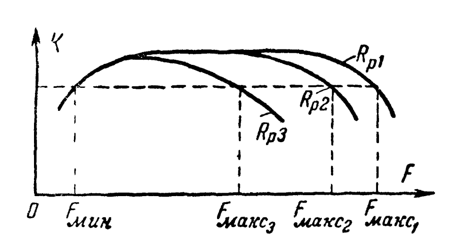


Рис. 12-9. Частотные характеристики регулируемого каскада (схема рис. 12-8).

грузки предыдущего каскада, причем это изменение сказывается более сильно для высших частот модуляции из-за наличия емкости C_p. На рис. 12-9 приведены частотные характеристики регулируемого каскада при различных значениях сопротивления R_p. Чем меньше это сопротивление, тем уже полоса пропускания ($R_{p1} > R_{p2} > R_{p3}$).

Для более хорошей регулировки полосы пропускания в усилителях низкой частоты иногда применяют специальные фильтры, но они обычно бывают весьма сложны по схеме и обладают большими размерами.

12-8. МЕТОДЫ НАСТРОЙКИ ПРИЕМНИКОВ

В большинстве случаев настройка диапазонных радиоприемников на нужную радиостанцию производится с помощью блока конденсаторов переменной емкости. Для облегчения точной настройки ось блока конденсаторов соединяют с осью ручки настройки приемника посредством

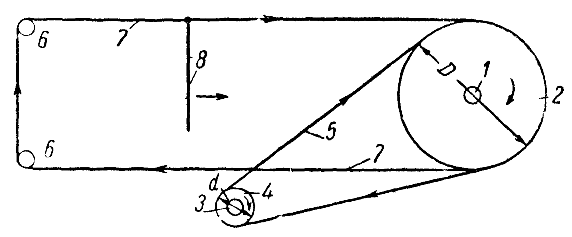


Рис. 12-10. Схема верньерного устройства.

верньерного устройства. Схема наиболее простой конструкции верньерного устройства, использующегося в большинстве современных радиовещательных приемников, изображена на рис. 12-10. Здесь *1* — ось роторов блока конденсаторов переменной емкости; *2* — шкив большого диаметра *D*; *3* — ось ручки настройки; *4* — шкив малого диаметра *d*; *5* — гибкий тросик, плотно облегающий шкивы *2* и *4*; *6* — направляющие ролики; *7* — нить, поддерживающая указатель шкалы настройки; *8* — указатель шкалы настройки,

При вращении ручки настройки ее движение через шкив *4*, тросик *5* и шкив *2* передается к оси роторов блока конденсаторов переменной емкости. Если выбрать $D \gg d$, то за один оборот ручки настройки роторы блока конденсаторов переменной емкости повернутся на угол $360 \frac{d}{D}$ градусов. Благодаря этому без особых затруднений можно весьма плавно изменять настройку контуров, необходимость чего описана в § 5-6.

Данная конструкция верньерного устройства удобно сочетается с линейной шкалой настройки приемника. Закрепив указатель настройки *8* на нити *7*, можно обеспечить линейное движение указателя вдоль шкалы на длину $1{,}57\,D$. Если шкала каждого диапазона приемника разделена на 100 равных делений, то при $D=200$ *мм* и $d=8$ *мм* каждое деление шкалы будет равно 3,14 *мм*, а для изменения настройки приемника на одно деление шкалы ручку настройки придется поворачивать на $^1/_8$ оборота, что не затруднительно. Недостатком такого верньерного устройства является то, что для перестройки приемника с одного конца диапазона на другой требуется сравнительно много времени. Так, для приведенных выше данных полный проход шкалы совершается за 12,5 оборота ручки настройки.

В некоторых случаях требуется автоматизация процесса настройки приемника. Особенно это важно в приемниках, устанавливающихся на автомашинах и самолетах, чтобы не отвлекать внимания водителя и летчика на управление приемником.

В современных приемниках применяются электрические и электромеханические методы автоматической настройки. Для настройки приемника на заданную частоту в таких системах достаточно нажать соответствующую кнопку. Примером электрической системы автоматической настройки является так называемое кнопочное управление, имеющееся в приемниках типа «Ленинград», «Беларусь» и других. Сущность такой системы заключается в том, что во входной цепи и каждом настраивающемся каскаде приемника имеется столько контуров, сколько требуется фиксированных настроек. С помощью системы переключателей, управляющихся кнопочным механизмом, включается та группа контуров, которая обеспечивает настройку приемника на заданную частоту. На рис. 12-11 приведена схема входной цепи приемника с кнопочным управлением, настраивающейся на три фиксированные частоты. Каждый из трех контуров входной

цепи с помощью магнитных сердечников заранее настраивается на частоту одной из трех станций, прием которых должен быть обеспечен. Схема изображена в положении, когда нажата третья кнопка. Подробные описания кнопочных механизмов настройки приведены в журналах «Радио».

Принцип работы электромеханических систем заключается в том, что после нажатия кнопки специальный электромеханический привод вращает ось роторов блока конденсаторов переменной емкости до тех пор, пока приемник не окажется настроенным на требующуюся частоту. В этот

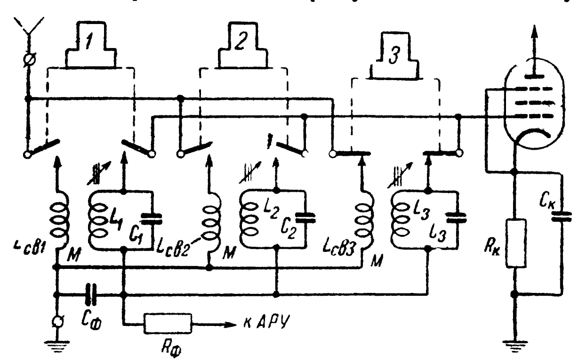


Рис 12-11. Схема входной цепи приемника с кнопочной настройкой.

момент размыкаются специальные контакты, механически связанные с осью ротора, выключается питание электромеханического привода и прекращается вращение роторов конденсаторов. При нажатии другой кнопки работа системы повторяется, но конец ее работы определяется другой парой контактов в цепи питания привода. Конструктивно электромеханические системы обычно сложнее, чем электрические.

Индикация точной настройки приемников может быть осуществлена на слух, по показаниям миллиамперметра и с помощью специальных электронно-лучевых индикаторов настройки. При настройке на слух ручка настройки вращается до получения наибольшей громкости и лучшего качества звучания. Если для индикации использовать миллиамперметр, то его можно включать в катодную цепь лампы каскада, усиление которого регулируется системой АРУ (рис. 12-2). В момент точной настройки смещение на сетке лампы достигает максимального значения, вследствие чего угол отклонения стрелки прибора оказывается минимальным.

Схема включения электронно-лучевого индикатора настройки типа 6Е5С в схему приемника показана на рис 12-12. Устройство и принцип работы лампы типа 6Е5С можно объяснить так. В нижней части баллона лампы расположен обычный триод с цилиндрическими сеткой *с* и анодом *а* (рис. 12-12). Для этого триода используется нижняя часть катода лампы. Верхняя часть катода проходит через отверстие в усеченной конической поверхности *э*, на которую нанесено вещество, способное светиться зеленым цветом при бомбардировке его электронами. Этот электрод, расположенный вверху баллона, принято называть экраном индикатора. Между катодом и экраном помещен управляющий электрод *у*, выполненный в виде тонкой узкой пластинки. Он внутри лампы соединен с анодом триода.

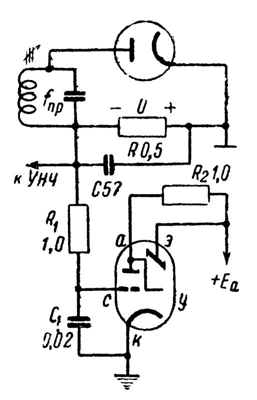


Рис. 12-12. Схема включения электронно-лучевого индикатора настройки типа 6Е5С.

Когда приемник не настроен, на нагрузке детектора нет постоянной составляющей и потенциал сетки триода равен потенциалу катода. Анодный ток триода в этом случае максимален, и на сопротивлении R_2 имеет место сравнительно большое падение напряжения. Из-за этого потенциал управляющего электрода сильно отличается от потенциала экрана и электрическое поле между катодом и экраном вблизи управляющего электрода сильно искажено. В результате электроны не попадают на поверхность экрана в большом секторе вблизи управляющего электрода. В этом секторе экран не будет светиться. При настройке приемника на станцию на нагрузке детектора появляется постоянное напряжение, которое создаст отрицательное смещение на сетке триода. Благодаря этому ток триода уменьшится, а потенциал управляющего электрода приблизится к потенциалу экрана. Это уменьшит искажение электрического поля между катодом и экраном, что сократит затемненный сектор экрана. Таким образом, точной настройке приемника будет соответствовать наиболее узкий темный сектор на светящемся экране лампы. При приеме очень сильных сигналов в момент точной настройки темный сектор может исчезнуть.

Величину сопротивления R_2 следует брать равной 1,0 *Мом*, сопротивление $R_1 = 1{,}0 \div 2{,}0$ *Мом* и емкость C_1

порядка 0,02—0,05 *мкф*. Сопротивление R_1 и конденсатор C_1 включены параллельно нагрузке детектора и могут вызвать нелинейные искажения. Поэтому сопротивление R_1 вместе с сопротивлением утечки сетки лампы усилителя низкой частоты должны удовлетворять неравенству (8-7).

12-9. АВТОПОДСТРОЙКА ЧАСТОТЫ СУПЕРГЕТЕРОДИННОГО ПРИЕМНИКА

Блок-схема супергетеродинного приемника с автоматической подстройкой частоты приведена на рис. 12-13. Она отличается от схемы рис. 1-3 тем, что здесь имеются еще частотный различитель *9* и реактивная лампа *10*.

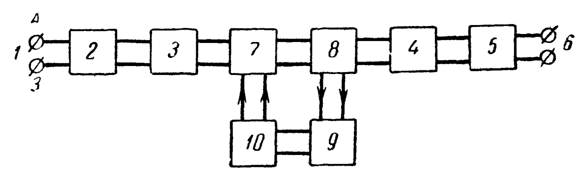


Рис. 12-13. Блок-схема супергетеродинного приемника с автоматической подстройкой частоты (*9* — частотный различитель, *10* — реактивная лампа).

Частотным различителем принято называть такое устройство, у которого знак и величина напряжения на выходе определяются частотой подводимого сигнала.

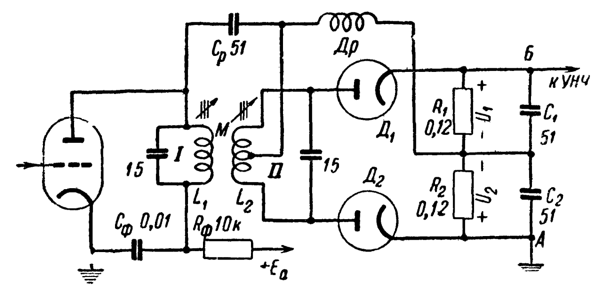


Рис 12-14 Принципиальная схема частотного различителя.

В настоящее время наибольшее распространение получил частотный различитель с двумя связанными контурами (рис. 12-14). Входные контуры частотного различителя *I* и *II* индуктивно связаны и настроены на промежуточную частоту приемника. Они обычно являются нагрузкой преды-

дущего каскада, т. е. каскада усилителя промежуточной частоты.

Постоянная составляющая анодного тока диода $Д_1$ протекает через сопротивление R_1, дроссель *Др* и верхнюю половину катушки L_2, а диода $Д_2$ — аналогично через сопротивление R_2, дроссель *Др* и нижнюю половину катушки L_2. Конденсаторы C_1 и C_2 шунтируют нагрузочные сопротивления диодов для токов промежуточной частоты. Кроме сказанного, дроссель *Др* предотвращает закорачивание первого контура по токам высокой частоты конденсатором C_p

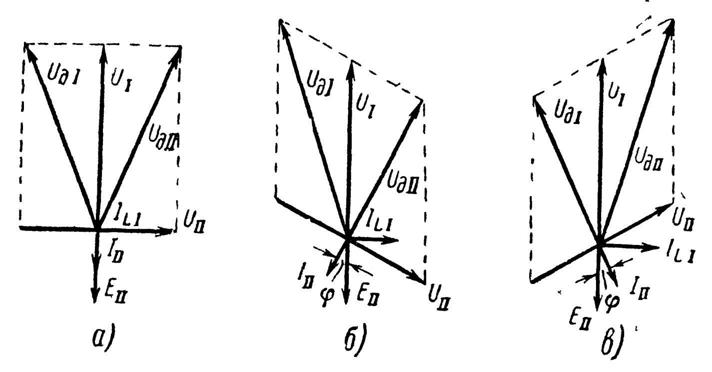


Рис. 12-15. Векторные диаграммы частотного различителя.

Для токов промежуточной частоты сопротивление конденсаторов $C_ф$, C_p, C_1 и C_2 мало. Следовательно, можно считать, что напряжение промежуточной частоты на катодах диодов по отношению к земле равно нулю, а на их анодах определяется суммой напряжения первого контура и напряжения с соответствующей половины второго контура благодаря соединению верхнего конца контура *I* со средней точкой контура *II*. Принцип работы частотного различителя можно уяснить из векторных диаграмм, изображенных на рис. 12-15. Здесь на всех трех диаграммах U_I напряжение на контуре *I*. Ток I_{LI} в катушке контура *I* отстает от U_I на 90°; э. д. с. E_{II}, наводимая током I_{LI} во втором контуре, отстает на 90° от I_{LI}. Если частота подводимого к различителю напряжения равна собственной частоте обоих контуров (рис. 12-15, *а*), то I_{II} во втором контуре совпадает по фазе с э. д. с E_{II}, а напряжение U_{II} на индуктивности контура *II* опережает ток I_{II} на 90°.

Таким образом, напряжение U_{II} в этом случае сдвинуто на 90° по отношению к напряжению U_I. Суммарные напряжения, приложенные к диодам, определяются геометрической суммой $U_I+0,5U_{II}$. Так как в данном случае амплитуды напряжений, приложенных к диодам, равны $|U_{\partial I}|=|U_{\partial II}|$, то при $R_1=R_2$ через диоды потекут одинаковые токи, которые создадут равные по величине постоянные напряжения U_1 и U_2. Но полярность этих напряжений противоположна, почему выходное напряжение различителя (напряжение между точками *А* и *Б* (на рис. 12-14) равно нулю.

Если частота подводимого напряжения будет больше резонансной частоты контуров (рис. 12-15, *б*), то ток I_{II} будет отставать на угол φ от э. д. с. E_{II}, так как она предполагается введенной в контур *II* последовательно. Сдвиг по фазе между напряжениями U_I и U_{II} станет больше 90°, благодаря чему амплитуда напряжения, подводимого ко второму диоду, окажется меньше амплитуды напряжения, подводимого к первому диоду. В этом случае $U_2<U_1$ и $U_{вых}=U_1-U_2>0$. Очевидно, что чем больше разница между частотами f и f_0, тем больше угол сдвига φ, а следовательно больше разница между $U_{\partial I}$ и $U_{\partial II}$ и больше величина положительного выходного напряжения.

В случае, если $f<f_0$ (рис. 12-15, *в*), сдвиг по фазе между U_I и U_{II} будет меньше 90°. Тогда

$$|U_{\partial I}|<|U_{\partial II}| \text{ и } U_{вых}=U_1-U_2<0.$$

Полярность выходного напряжения изменится на обратную.

Зависимость напряжения на выходе частотного различителя от частоты сигнала показана на рис. 12-16,*а*. При малых отклонениях частоты сигнала от частоты настройки контуров характеристика частотного различителя прямолинейна. При больших расстройках характеристика имеет перегибы: выходное напряжение частотного различителя уменьшается при увеличении расстройки. Объясняется это тем, что при больших расстройках амплитуда напряжения U_I и, следовательно, U_{II} уменьшаются в соответствии с формой резонансной характеристики системы связанных контуров. Поэтому линейный участок частотной характеристики определяется полосой пропускания контуров, что нужно учитывать при выборе их параметров.

Реактивной лампой в современной радиотехнике принято называть лампу, включенную по такой схеме, при которой ее сопротивление между некоторыми определенными электродами (например, между анодом и катодом) имеет емкостный или индуктивный характер, а величина этого сопротивления определяется напряжением на управляющей сетке лампы. Эта цепь реактивной лампы для внешних цепей может быть представлена или эквивалентной емкостью или эквивалентной индуктивностью. Поэтому, подключая реактивную лампу параллельно контуру гетеродина, можно

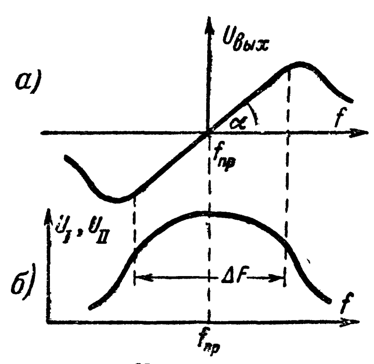


Рис. 12-16. Частотная характеристика частотного различителя.

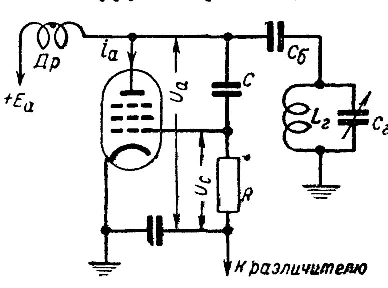


Рис. 12-17. Схема соединения реактивной лампы с контуром гетеродина для осуществления автоматической подстройки частоты гетеродина.

регулировать его частоту. На рис. 12-17 приведена одна из схем реактивной лампы. Реактивной лампой является обычно пентод, у которого внутреннее сопротивление велико.

Работа реактивной лампы пояснена векторной диаграммой рис. 12-18. Цепочку RC выбирают так, чтобы в диапазоне рабочих частот гетеродина выполнялось условие $R \ll \frac{1}{\omega_г C}$. В результате этого ток в этой цепочке является емкостным, опережающим U_a на 90°. Проходя по сопротивлению R, этот ток создает на сетке лампы напряжение U_c, которое сдвинуто на 90° по отношению к напряжению U_a, являющемуся одновременно переменным анодным напряжением реактивной лампы. Так как для пентодов $R_i \gg R_{0\,э.\,г}$, то анодный ток лампы практически совпадает по фазе с напряжением на ее сетке. Следовательно, напряжение на аноде лампы отстает от ее анодного тока на 90°. Из этого следует, что для контура гетеродина реактивная лампа эквивалентна некоторой емкости $C_р$.

Анализ работы реактивной лампы показывает, что

$$C_p = CRS. \tag{12-6}$$

Таким образом, изменяя крутизну характеристики лампы S путем регулировки смещения на ее сетке, можно изменять C_p и собственную частоту гетеродинного контура. Регулирующее напряжение на сетку реактивной лампы подается от частотного различителя.

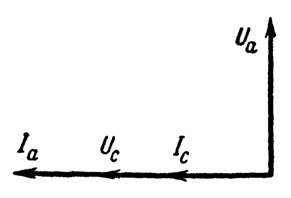


Рис. 12-18 Векторная диаграмма реактивной лампы.

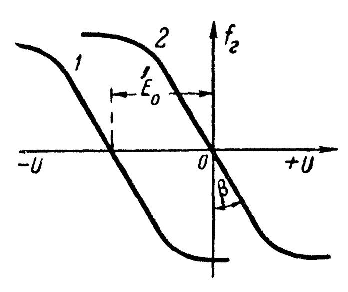


Рис. 12-19. Характеристика совместной работы гетеродина и реактивной лампы.

Работа системы АП может быть объяснена следующим образом. Если за счет нестабильности частоты передатчика или гетеродина приемника частота полезной комбинационной составляющей $f_{к.\,пол} = f_г - f_с$ изменится и отклонится от $f_{пр}$, то на выходе частотного различителя создастся постоянное напряжение, величина и полярность которого будут определяться изменением $f_{к\ пол}$. Это напряжение посредством реактивной лампы изменит частоту гетеродина так, что $f_{к\ пол}$ приблизится к резонансной частоте контуров частотного различителя, т. е. к промежуточной частоте приемника. Таким образом, приемник автоматически подстроится на частоту принимаемой станции.

Система АП позволяет существенно уменьшать полосу пропускания радиоприемника на коротких и ультракоротких волнах. Однако она не может свести погрешность в изменении промежуточной частоты к нулю.

С учетом сказанного выше о совместной работе реактивной лампы и гетеродина характер изменения частоты гетеродина в зависимости от напряжения на выходе частотного различителя представлен кривой *1* на рис. 12-19. При очень больших отрицательных напряжениях на сетке реактивная лампа заперта и ее крутизна равна нулю. Поэтому

согласно (12-6) частота гетеродина будет наибольшей и постоянной. С уменьшением отрицательного напряжения на сетке реактивной лампы ее крутизна возрастает, что приводит к уменьшению частоты гетеродина. При выходе на линейный участок характеристики лампы крутизна реактивной лампы становится максимальной и постоянной, вследствие чего частота гетеродина будет минимальной и тоже постоянной. Чтобы средняя частота гетеродина имела место при напряжении на выходе частотного различителя, равном нулю (кривая *2* на рис. 12-19), что необходимо для возможности регулировки частоты гетеродина в обе стороны, на

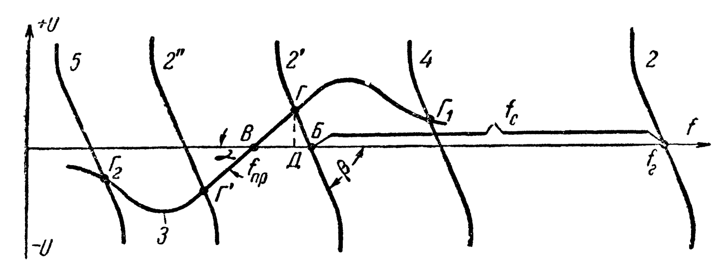


Рис 12-20. Совмещенные характеристики частотного различителя и гетеродина с реактивной лампой

сетку реактивной лампы подается исходное отрицательное смещение E_0. В схеме рис. 12-17 оно создается на сопротивлении *R* и нагрузочных сопротивлениях частотного различителя в результате выпрямления переменного напряжения, подводимого от гетеродина к сетке реактивной лампы Это смещение прямо пропорционально величине сопротивления *R*, и подбором его можно добиться требующейся формы характеристики.

Для оценки возможностей работы системы АП совместим в одной координатной системе характеристики частотного различителя и гетеродина с реактивной лампой (кривая *2*). Сказанное выполнено на рис. 12-20. Здесь кривая *3* соответствует характеристике частотного различителя, а кривая *2* — характеристике гетеродина с реактивной лампой. Чтобы совместить эти характеристики, нужно учесть работу преобразователя частоты. Для этого нужно переместить кривую *2* влево параллельно самой себе на частоту f_c. После такого переноса кривая *2* займет положение кривой *2′*. Если бы частота гетеродина точно соответствовала частоте $f_c + f_{пр}$, то точка *Б*, очевидно, совпала

бы с точкой *В*. Однако из-за неточности настройки гетеродина точка *Б* обычно не совпадает с точкой *В* и кривые *2'* и *3* пересекаются вне оси частот в точке *Г*.

Легко показать, что точка *Г* является точкой устойчивого равновесия всей замкнутой цепи, включающей в себя элементы приемника и цепи АП (преобразователь частоты, усилитель промежуточной частоты, частотный различитель, реактивную лампу, гетеродин). Действительно, пусть за счет уменьшения частоты полезной комбинационной составляющей $f_{к.пол}$ выходное напряжение частотного различителя уменьшится (будем двигаться по кривой *3* от точки *Г* к точке *В*). Это приведет к повышению частоты гетеродина и соответствующему повышению частоты $f_{к\ пол} = f_г - f_c$. Повышение частоты $f_{к\ пол}$ вызовет увеличение выходного напряжения частотного различителя, скомпенсировав его первоначальное изменение.

На основании этого можно считать, что если первоначальная погрешность настройки гетеродина равнялась длине отрезка *БВ*, то вследствие действия системы АП она уменьшится до длины отрезка *ВД*. Следовательно, выигрыш в отклонении $f_{к\ пол}$ от $f_{пр}$ за счет системы АП будет равен

$$B_{АП} = \frac{БВ}{ВД} = \frac{ВД + ДБ}{ВД} = 1 + \frac{ДБ}{ВД} = 1 +$$

$$+ \frac{ГД \operatorname{ctg} \beta}{ГД \operatorname{ctg} \gamma} = 1 + \operatorname{tg} \gamma \operatorname{ctg} \beta.$$

Но из сопоставления кривых *2* и *3* с рис. 12-19 и 12-16 видно, что

$$\operatorname{tg} \gamma = \frac{\Delta U_=}{\Delta f_{к\ пол}}$$

есть крутизна характеристики частотного различителя, а

$$\operatorname{ctg} \beta = \frac{\Delta f_г}{\Delta U_=}$$

— крутизна характеристики гетеродина вместе с реактивной лампой. Следовательно,

$$B_{АП} = 1 + \frac{\Delta U_=}{\Delta f_{к\ пол}} \cdot \frac{\Delta f_г}{\Delta U_=}. \qquad (12\text{-}7)$$

Поэтому для повышения эффективности работы системы АП необходимо добиваться повышения крутизны ха-

рактеристик как частотного различителя, так и гетеродина с реактивной лампой. На практике с помощью АП удается повысить стабильность $f_{к\,пол}$ в 4—25 раз.

В случае применения системы АП коэффициент расширения полосы пропускания составит

$$k_p = 1 + \frac{\sqrt{(\alpha_c f_c)^2 + (\alpha_г f_г)^2}}{B_{АП} F_{макс}}, \qquad (12\text{-}8)$$

что согласно (9-13) обеспечивает сужение полосы пропускания приемника в

$$C = \frac{1 + \dfrac{\sqrt{(\alpha_c f_c)^2 + (\alpha_г f_г)^2}}{F_{макс}}}{1 + \dfrac{\sqrt{(\alpha_c f_c)^2 + (\alpha_г f_г)^2}}{B_{АП} F_{макс}}} \qquad (12\text{-}9)$$

раз Если $\sqrt{(\alpha_c f_c)^2 + (\alpha_г f_г)^2} > 5F_{макс}$, что бывает в конце коротковолнового и во всем метровом диапазонах для телефонных приемников, то $C \approx B_{АП}$, а так как действие большинства помех пропорционально корню квадратному из полосы пропускания приемника, то введение в схему приемника системы АП позволяет повысить отношение $\frac{\text{сигнал}}{\text{помеха}}$ на его выходе в $\sqrt{C}$ раз.

В случае одновременного прохождения через тракт системы АП двух сигналов с разными частотами она будет реагировать на сигнал с большей амплитудой. Действительно, постоянные составляющие токов диодов частотного различителя определяются амплитудами подведенных к ним высокочастотных напряжений. Так как при воздействии на диодный детектор двух напряжений с разными частотами среднее значение амплитуды результирующего напряжения равно амплитуде большего из них, выходное напряжение частотного различителя определится сигналом с большей амплитудой. Если бóльшим сигналом окажется помеха, то система АП будет стремиться подстроить частоту гетеродина на прием помехи. Особенно это опасно, если частота помехи окажется за перегибами характеристики частотного различителя, имеющей вид рис. 12-16,*а*. В этом случае система АП стремилась бы расстраивать приемник, так как за перегибами характеристики частотного различителя точки ее

пересечения с характеристикой реактивной лампы являются неустойчивыми.

Чтобы рассмотренных выше явлений не наблюдалось, форму характеристики частотного различителя желательно иметь такой, как показано на рис. 12-21. Частотный различитель с такой характеристикой принято называть идеальным, так как мешающие сигналы, частоты которых находятся за пределами рабочего участка характеристики, не будут создавать напряжения на его выходе. Практически можно получить результирующую характеристику частотного различителя совместно с каскадами усилителя промежуточной частоты, близкой по форме к идеальной. Для этого форму резонансной характеристики усилителя промежуточной частоты следует по возможности приблизить к прямоугольной, а полосу пропускания контуров частотного различителя взять на 25—30% шире полосы пропускания тракта промежуточной частоты приемника. В этом случае мешающие сигналы, частоты которых выходят за точки перегиба характеристики частотного различителя, из-за ослабления в усилителе промежуточной частоты на входе частотного различителя будут очень малы.

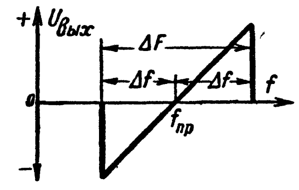


Рис. 12-21. Характеристика идеального частотного различителя.

Оценим пределы устойчивой работы системы АП. Для этого предположим, что кривая *2* переместилась в положение кривой *4*, а не в положение кривой *2'* (рис. 12-20). В этом случае кривые *3* и *4* пересекутся в точке неустойчивого равновесия $Г_1$. Если выходное напряжение частотного различителя уменьшится вследствие роста $f_{к.пол}$, то это приведет к повышению $f_г$ и еще большему увеличению $f_{к.пол}$. Последнее еще более уменьшит выходное напряжение частотного различителя и еще больше увеличит $f_{к.пол}$ и т. д. Таким образом, в этом случае система АП будет расстраивать гетеродин, а не подстраивать его к нужной частоте. Аналогичные результаты получатся, если кривая *2* переместится в положение кривой *5*.

Таким образом, предельное значение первоначальной расстройки гетеродина определится таким положением точки *Б*, при котором кривые *2'* и *3* пересекаются в интервалах между перегибами кривой *3*. Предполагая, что характеристика частотного различителя имеет идеальную форму, можно получить предельное значение наибольшего отклонения

частоты гетеродина, при котором система АП еще будет срабатывать:

$$\Delta f_{г.макс} = \alpha_г f_{г.макс} \leqslant 0{,}5 \Delta F_{пр} B_{АП}, \qquad (12\text{-}10)$$

где $\Delta F_{пр}$ — полоса пропускания приемника и частотного различителя;

$B_{АП}$ — выигрыш от действия системы АП.

Удвоенное значение $\Delta f_{г.макс}$ принято называть полосой срабатывания системы АП:

$$\Delta F_{АП} = \Delta F_{пр} B_{АП}. \qquad (12\text{-}11)$$

Полоса срабатывания определяет область неточных настроек гетеродина приемника, в пределах которой система АП сама подстраивает приемник на сигнал станции.

Пример 12-3. Определить выигрыш, даваемый системой АП, и максимально допустимую погрешность частоты гетеродина, если $f_c = 60$ *Мгц*, $f_г = 70$ *Мгц*, $\alpha_{с.макс} = \alpha_{г.макс} = 3 \cdot 10^{-4}$, $F_{макс} = 5$ *кгц*, крутизна характеристик частотного различителя 2 *в/кгц* и гетеродина с реактивной лампой 5 *кгц/в*.

Из формулы (12-7) определяем выигрыш от действия системы АП $B_{АП} = 1 + 2 \cdot 5 = 11$. Пользуясь формулой (12-8), находим·

$$k_p = 1 + \frac{\sqrt{(3 \cdot 10^{-4} \cdot 6 \cdot 10^7)^2 + (3 \cdot 10^{-4} \cdot 7 \cdot 10^7)^2}}{11 \cdot 5 \cdot 10^3} = 1{,}5.$$

Тогда, согласно (9-12) и (9-13), полоса пропускания приемника должна быть

$$\Delta F_{пр} = 2 k_p F_{макс} = 2 \cdot 1{,}5 \cdot 5 = 15 \text{ кгц}.$$

Вычисляем предельно допустимую расстройку гетеродина по формуле (12-10):

$$\Delta f_{г.макс} = 15 \cdot 5{,}5 = 82{,}5 \text{ кгц},$$

что соответствует относительной нестабильности частоты гетеродина

$$\alpha_{г.макс} = \frac{82{,}5}{70\,000} = 1{,}2 \cdot 10^{-3},$$

легко осуществимой на практике.

Настройка приемников с АП существенно отличается от настройки приемников без АП. При наличии АП достаточно довести частоту гетеродина до такой величины, когда она будет отличаться от частоты $f_c + f_{пр}$ на $\Delta f_{г.макс}$, после чего система вступит в действие и сама подстроит гетеродин. Дальнейшее вращение ручки настройки приемника не

будет оказывать существенного влияния на работу приемника до тех пор, пока настройка гетеродина не достигнет величины, отличающейся от частоты $f_c + f_{пр}$ на $\Delta f_{г\,макс}$ в другую сторону. В этот момент точка пересечения кривых *3* и *2'* на рис. 12-20 перейдет за перегиб кривой *3* и система АП быстро уведет частоту $f_{к.пол}$ за пределы полосы пропускания приемника. Прием сигнала сразу же прекратится. Вот почему при настройке и расстройке приемника с АП наблюдаются резкое появление и пропадание сигнала станции, которое сопровождается характерным щелчком в громкоговорителе.

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ ДЛЯ ПОВТОРЕНИЯ

1 Каковы назначения основных регуляторов в приемниках?

2 Каковы основные методы регулировки усиления и области их применения в приемниках?

3. Как работает простая АРУ? Ее недостатки?

4 Для чего необходим фильтр АРУ и как следует выбирать его параметры?

5. Каковы особенности задержанной АРУ?

6. Каковы принципы действия усиленной и бесшумной АРУ?

7. Каковы основные методы регулировки полосы пропускания, их назначение и области применения?

8. Как осуществляются ручная и электрическая автоматическая настройки приемников?

9. Каково основное назначение АП?

10. Каковы основные элементы системы АП и принципы их работы?

11. Выгодно ли применять систему АП на длинных волнах?

ЗАДАЧИ

1. Как следует выбрать параметры фильтра АРУ, чтобы при минимальной частоте модуляции 50 *гц* входное сопротивление выпрямителя АРУ, выполненного по параллельной схеме (рис. 8-8) с нагрузочным сопротивлением $R_2 = 1{,}5$ *Мом*, было равно 400 *ком*?

Ответ: $R_{фАРУ} = 2$ *Мом*; $C_{фАРУ} = 0{,}05$ *мкф*.

2. Каковы должны быть напряжение задержки и минимальное значение сигнала на входе детектора приемника с задержанной АРУ по данным примера 12-2, но при четырех регулируемых каскадах с лампой типа 6К3?

Ответ: 13,5 *в*.

3. Определить полосу срабатывания системы АП, рассчитанной в примере 12-3, и уменьшение действующего значения напряжения помех в приемнике, снабженном такой АП?

Ответ: 165 *кгц*; в 2,08 раза.

ГЛАВА ТРИНАДЦАТАЯ

ПРИЕМНИКИ ЧАСТОТНО-МОДУЛИРОВАННЫХ СИГНАЛОВ

13-1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ О РАДИОПРИЕМНИКАХ ЧАСТОТНО-МОДУЛИРОВАННЫХ СИГНАЛОВ

При частотной модуляции радиопередающее устройство излучает электромагнитные волны с постоянной амплитудой, частота которых колеблется вокруг среднего значения по закону изменения модулирующего напряжения. Если модуляция по частоте осуществляется гармоническим колебанием частоты F, то выражение модулированного напряжения будет иметь вид

$$U = U_0 \sin [2\pi f_0 t + \psi \sin 2\pi F t], \qquad (13\text{-}1)$$

где

$$\psi = \frac{\Delta f}{F} \qquad (13\text{-}2)$$

и называется индексом модуляции. Индекс модуляции в отличие от коэффициента модуляции при амплитудной модуляции зависит не только от амплитуды модулирующего напряжения, так как отклонение частоты Δf пропорционально амплитуде модулирующего напряжения, но и от его частоты.

Спектр частотно-модулированных колебаний в случае модуляции синусоидальным низкочастотным напряжением частоты F состоит из несущей частоты f_0 и ряда боковых частот $f_0 \pm nF$, где n — целые числа. Амплитуды составляющих с боковыми частотами убывают с ростом n и тем быстрее, чем меньше индекс модуляции ψ.

Строго говоря, спектр частотно-модулированного сигнала бесконечно широк. Но в практических системах, допуская тот или иной уровень искажений сигнала, можно ограничить спектр частот излучаемого, а следовательно, и принимаемого сигналов. Е. И. Манаев показал, что при пренебрежении высшими боковыми составляющими, амплитуды которых меньше 1% от амплитуды немодулированной несущей, ширину спектра частот сигнала можно рассчитывать по формуле

$$\Delta F_c = 2F(1 + \psi_m + \sqrt{\psi_m}). \qquad (13\text{-}3)$$

Здесь F — частота модулирующего напряжения;

$\psi_m = \frac{\Delta f_{макс}}{F_{макс}}$ — значение индекса модуляции при $\Delta f_{макс}$ и $F_{макс}$.

При таком ограничении спектра сигнала качество передачи речи и музыки получается достаточно высоким. Поэтому полоса пропускания радиовещательных приемников для приема частотно-модулированных сигналов согласно формул (9-12) и (13-3) должна быть

$$\Delta F_{пр} = 2\,[F_{макс}(1 + \psi_m + \sqrt{\psi_m}) + \sqrt{(\Delta f_г)^2 + (\Delta f_c)^2}]. \qquad (13\text{-}4)$$

При передаче речи в линиях связи допустимо большее ограничение ширины спектра сигнала. В этом случае можно ограничить ширину спектра составляющими, имеющими

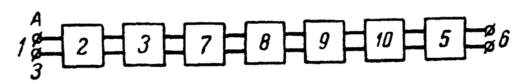


Рис. 13-1. Блок-схема приемника частотно-модулированных сигналов.

1 — входные зажимы; *2* — входная цепь; *3* — усилитель высокой частоты; *7* — преобразователь частоты; *8* — усилитель промежуточной частоты; *9* — ограничитель амплитуды; *10* — детектор частотно-модулированных сигналов; *5* — усилитель низкой частоты; *6* — выходные зажимы.

амплитуды более 10% от амплитуды несущей при отсутствии модуляции. Численно ширина такого спектра равна $2\psi F$. Следовательно, связной приемник сигналов с частотной модуляцией должен иметь полосу пропускания

$$\Delta F_{пр} = 2\,[\psi_m F_{макс} + \sqrt{(\Delta f_г)^2 + (\Delta f_c)^2}]. \qquad (13\text{-}5)$$

Согласно формулам (13-4), (13-5) и (9-12) приемники сигналов с частотной модуляцией должны иметь более широкую полосу пропускания, чем приемники амплитудно-модулированных сигналов.

Изменение частоты гетеродина создает дополнительную частотную модуляцию принимаемого сигнала и тем самым вызывает искажения принимаемого сигнала. Поэтому в супергетеродинных приемниках частотно-модулированных сигналов особое внимание нужно уделять стабилизации частоты гетеродина.

Блок-схема приемника частотно-модулированных сигналов приведена на рис. 13-1. Здесь *1* — входные зажимы; *2* — входная цепь; *3* — усилитель высокой частоты; *7* — преобразователь частоты; *8* — усилитель промежуточной частоты; *9* — ограничитель амплитуды; *10* — частотный детектор; *5* — усилитель низкой частоты; *6* — выходные зажимы. Сравнивая ее с блок-схемой приемника амплитудно-модули-

рованных сигналов (рис. 1-3), легко заметить, что она отличается наличием ограничителя амплитуды и частотного детектора, заменяющих детектор амплитудно-модулированных сигналов.

Применение ограничителя амплитуды в приемнике частотно-модулированных сигналов позволяет в значительной степени снизить действие помех. При одновременном подведении сигнала и помехи на вход приемника действие помехи на сигнал упрощенно можно оценивать добавочным

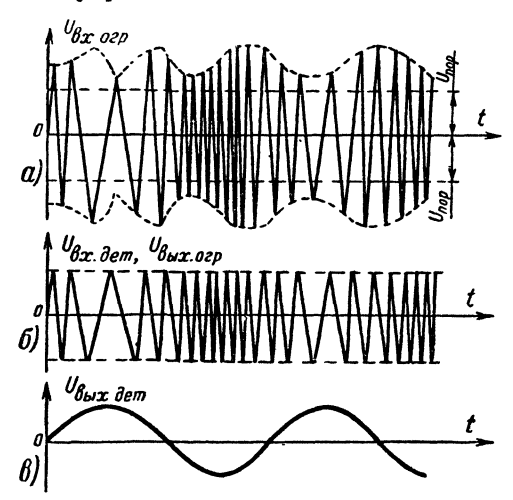


Рис. 13-2. Диаграммы входного и выходного напряжений ограничителя амплитуды.

(вредным) изменением амплитуды и частоты сигнала. Иначе говоря, под воздействием помехи сигнал получит дополнительную паразитную модуляцию по амплитуде и частоте.

Полезное действие детектора частотно-модулированных сигналов определяется изменением частоты сигнала, т. е. частотной модуляцией. Поэтому в приемнике частотно-модулированных сигналов паразитную амплитудную модуляцию сигнала помехой можно без ущерба устранить с помощью ограничителя амплитуды. На рис. 13-2,*а* показано напряжение на входе ограничителя амплитуды, имеющее полезную частотную и вредные амплитудную и частотную модуляции. Напряжение на выходе ограничителя амплитуды (рис. 13-2,*б*) имеет постоянную амплитуду. Но полезная и вредная частотная модуляция на выходе ограничителя остается той же, какой она была во входном напряжении. Сле-

довательно ограничитель амплитуды может устранять только паразитную амплитудную модуляцию сигнала помехой.

В приемнике амплитудно-модулированных сигналов применять ограничитель амплитуды для устранения действия помех, очевидно, нельзя, так как он устранит не только вредную модуляцию сигнала помехой, но и полезную модуляцию сигнала.

Прием частотно-модулированных сигналов в некоторых случаях можно производить на обычный приемник амплитудно- модулированных сигналов. Для этого его следует расстроить по отношению к несущей частоте передатчика так, чтобы она приходилась на середине ската резонансной кривой (точка A на рис. 13-3). Тогда напряжение на входе детектора (кривая 3), а следовательно и на его выходе, будет изменяться по амплитуде в такт с изменением частоты приходящих колебаний (кривая 1). При такой настройке приемника происходит как бы преобразование частотной модуляции в амплитудную. Но при этом возникают большие нелинейные искажения, так как боковые ветви резонансной кривой нелинейны. Такой радиоприем возможен лишь тогда, когда удвоенное отклонение частоты передатчика $2\Delta f$ укладывается полностью на одном скате резонансной кривой приемника, т. е. если точка $Б$ не будет заходить за частоту настройки приемника $f_{настр}$.

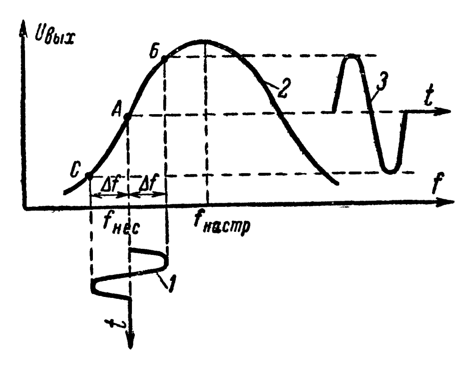


Рис. 13-3 Диаграмма приема частотно-модулированных сигналов на приемник амплитудно-модулированных сигналов

13-2. ОГРАНИЧИТЕЛИ АМПЛИТУДЫ

Ограничителями амплитуды в радиотехнике называют такие устройства, амплитуда напряжения на выходе которых остается неизменной (с известной степенью точности) при достаточно больших изменениях амплитуды входного сигнала. Характеристика идеального ограничителя амплитуды изображена на рис. 13-4 ломаной линией 1. При малых входных напряжениях ограничитель работает как про-

стой усилитель с постоянным коэффициентом усиления и между напряжениями на его входе и выходе существует линейная зависимость. При входных напряжениях, превышающих определенное значение, ограничитель вступает в действие и амплитуда его выходного напряжения поддерживается постоянной независимо от амплитуды входного сигнала.

То напряжение $U_{пор}$ на входе ограничителя, при котором он начинает действовать, называется порогом ограничения. При пороговом напряжении имеет место резкий перегиб амплитудной характеристики ограничителя.

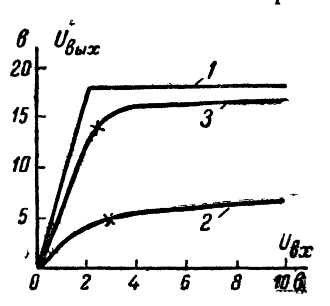


Рис 13-4. Амплитудные характеристики ограничителей амплитуды.

Таким образом, чтобы ограничитель выполнял свои функции, его коэффициент усиления должен изменяться обратно пропорционально амплитуде входного напряжения. Однако в реальных ограничителях не удается получить подобных зависимостей коэффициента усиления от амплитуды входного напряжения, и их амплитудные характеристики отличаются от ломаной прямой (кривые *2* и *3* на рис. 13-4).

На практике пороговым напряжением ограничителя принято считать такое его входное напряжение, при котором выходное напряжение достигает 0,9—0,95 от установившегося значения.

В первых образцах приемников частотно-модулированных сигналов использовались схемы ограничителей, работающих за счет сеточных токов. Схема такого ограничителя приведена на рис. 13-5. Она аналогична схеме сеточного детектора, причем для обеспечения лучшей формы амплитудной характеристики на анод и экранную сетку лампы подается пониженное напряжение, порядка 30—40 *в*. Постоянная времени цепочки RC должна быть много меньше наименьшего периода паразитной модуляции сигнала помехой.

Принцип работы данного ограничителя основан на следующем. С увеличением амплитуды входного напряжения возрастает постоянная составляющая сеточных токов, а следовательно и величина постоянного напряжения на сопротивлении R. Это напряжение, будучи приложенным к управляющей сетке лампы, смещает ее рабочую точку влево по

ее анодной характеристике, т. е. в область с меньшей крутизной. Последнее приводит к тому, что понижаются усилительные свойства лампы. В результате амплитуда выходного напряжения поддерживается примерно постоянной. Кроме того, наличие сеточных токов уменьшает входное сопро-

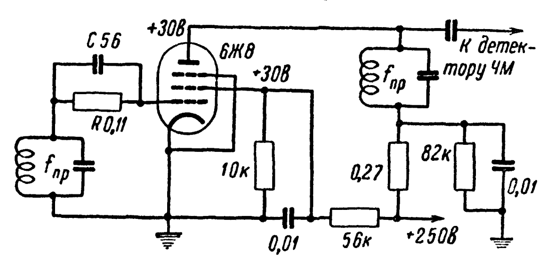


Рис 13-5. Принципиальная схема ограничителя амплитуды, действующего за счет сеточных токов

тивление ограничителя. Поэтому увеличивается шунтирующее действие ограничителя амплитуды на нагрузочный контур предыдущего каскада приемника, что уменьшает его коэффициент усиления и способствует поддержанию выходного напряжения ограничителя постоянным.

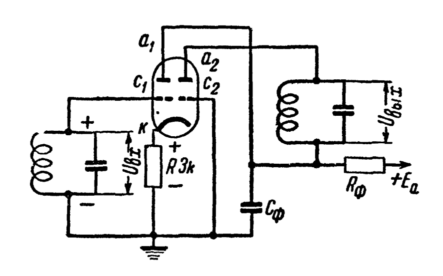


Рис. 13-6. Принципиальная схема ограничителя амплитуды на двойном триоде.

Для ограничителя, работающего за счет сеточных токов, порог ограничения равен 1—3 *в*, а выходное напряжение не превышает нескольких вольт, что является недостатком этой схемы. Второй ее недостаток заключается в плохой форме амплитудной характеристики (кривая *2* на рис. 13-4). Так, для схемы рис. 13-5, использующейся в канале звукового сопровождения телевизора Т-2, порог ограничения составляет 1—2 *в*, а выходное напряжение 2—2,5 *в*.

Более эффективно работает ограничитель, действующий за счет отсечки анодного тока. Схема такого ограничителя, выполненного на двойном триоде, приведена на рис. 13-6. Левый триод лампы является усилителем с катодной нагрузкой *R*, правый триод — усилителем с заземленной сеткой. Входным напряжением для него будет выходное напряже-

ние левого триода. Входные напряжения обоих триодов сдвинуты на 180°.

Принцип работы схемы можно объяснить диаграммами, приведенными на рис. 13-7. Величину сопротивления R выбирают так, чтобы исходным смещением E_0 на сетках рабо-

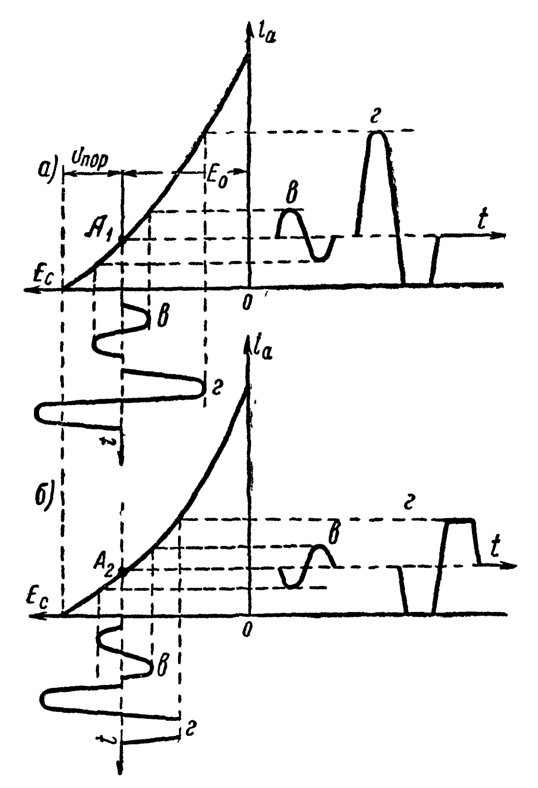


Рис. 13-7. Диаграммы работы ограничителя амплитуды на двойном триоде.

а — для левой половины лампы, *б* — для правой половины лампы

чие точки обоих триодов были сдвинуты на нижний сгиб анодной характеристики (точка A_1 и A_2). Если при таком режиме на вход ограничителя подвести малое напряжение (случай *в*), то выходное напряжение будет почти пропорционально входному, т. е. при малых входных напряжениях ограничитель работает как обычный усилитель.

Если подать на вход левого триода напряжение с большими амплитудами (случай *г*), то часть отрицательного

полупериода анодного тока каждого триода будет отсечена. Из-за указанного сдвига входных напряжений по фазе на 180° в выходном токе правой половины лампы окажутся ограничены оба полупериода.

При увеличении амплитуды входного напряжения в еще больших пределах форма и первая гармоника анодного тока правого триода будут почти неизменны, а следовательно, будет почти постоянно и напряжение на выходном контуре, настроенном на частоту первой гармоники входного напряжения.

Достоинством этого ограничителя является малый порог ограничения (порядка 1 *в*), большая величина выходного напряжения (порядка 10—20 *в*) и хорошая форма амплитудной характеристики (кривая *3* на рис. 13-4). Благодаря первым двум преимуществам ограничитель на двойном триоде позволяет иметь меньшее усиление в каскадах приемника до ограничителя и после детектора. В последнее время ограничители на двойном триоде получают все большее распространение. Величину порогового напряжения можно регулировать, изменяя сопротивление R. Чем больше R, тем больше E_0 и меньше $U_{пор}$.

Расчет ограничителей амплитуды весьма сложен, поэтому легче подбирать величины сопротивлений R опытным путем, учитывая свойства схем рис. 13-5 и 13-6 и их характеристики, приведенные на рис. 13-4.

13-3. ДЕТЕКТОРЫ СИГНАЛОВ, МОДУЛИРОВАННЫХ ПО ЧАСТОТЕ

Назначением данного детектора является преобразование высокочастотного напряжения, модулированного по частоте, в низкочастотное напряжение, которое изменяется по закону модуляции детектируемого напряжения. Детектор частотно-модулированных сигналов в приемнике следует за ограничителем амплитуды. Поэтому выходное напряжение ограничителя является одновременно входным напряжением детектора. Если предположить, что увеличение частоты передатчика соответствует отрицательным полупериодам модулирующего напряжения, то согласно рис. 13-2,*б* выходное напряжение детектора частотно-модулированных сигналов можно представить рис. 13-2,*в*.

Для того чтобы детектор не вносил искажений, его частотная характеристика, выражающая зависимость напряжения на выходе от частоты сигнала, должна быть линейной, проходя через нуль при частоте сигнала, для которой

модулирующее напряжение равно нулю. Линейность характеристики должна сохраняться во всем диапазоне изменения частоты сигнала под воздействием модулирующего напряжения, а за пределами его характеристика должна резко обрываться и дальше идти вдоль оси частот. Последнее необходимо для того, чтобы мешающие сигналы, частоты которых находятся за пределами изменения частоты полезного сигнала, не создавали напряжений на выходе детектора и не мешали приему полезного сигнала. Иначе говоря, форма частотной характеристики детектора частотно-модулированных сигналов должна соответствовать рис. 12-21, т. е. характеристике идеального частотного различителя.

В современных приемниках частотно-модулированных сигналов в качестве детекторов могут применяться: обычные детекторы амплитудно-модулированных сигналов с расстроенным входным контуром, частотные различители, дробный детектор (детектор отношений) и различные фазовые детекторы. Но наибольшее применение имеют частотные различители и дробный детектор.

Работу детектора с расстроенным контуром (см. рис. 13-3) мы уже рассматривали. Его недостатками являются: большие нелинейные искажения, малый коэффициент передачи и повышенная чувствительность к помехам.

Из частотных различителей (дискриминаторов) наибольшее распространение в качестве детекторов частотно-модулированных сигналов имеет схема с двумя связанными контурами (рис. 12-14), описанная в § 12-9. Контуры частотного различителя одновременно являются нагрузкой ограничителя амплитуды. Данные схемы рис. 12-14 соответствуют частотному детектору звукового канала телевизора Т-2, имеющего промежуточную частоту около 29 *Мгц*.

Если к различителю подводить высокочастотное напряжение, модулированное по частоте, несущая частота которого равна собственной частоте контуров различителя, то на его выходе возникнет переменное напряжение, частота которого определится частотой модуляции подводимого напряжения, амплитуда — величиной изменения частоты подводимого напряжения, т. е. он будет работать детектором частотно-модулированных сигналов.

Чтобы обеспечить работу детектора в линейной части частотной характеристики, полосу пропускания его контуров следует брать

$$\Delta F = 1{,}2\Delta F_{np}, \qquad (13\text{-}6)$$

где $\Delta F_{пр}$ — полоса пропускания приемника, рассчитанная по формулам (13-5) или (13-4).

На рис. 13-8 приведена схема дробного детектора, использующегося в приемниках частотно-модулированных сигналов. В отличие от схемы частотного различителя здесь для постоянной составляющей тока оба диода включены последовательно в общую цепь, состоящую из нагрузочных сопротивлений R_1 и R_2, уравнивающих сопротивлений R_3 и R_4, сопротивления R_5 и катушек L_2, L_3. Поэтому постоянные составляющие тока обоих диодов протекают в нагрузоч-

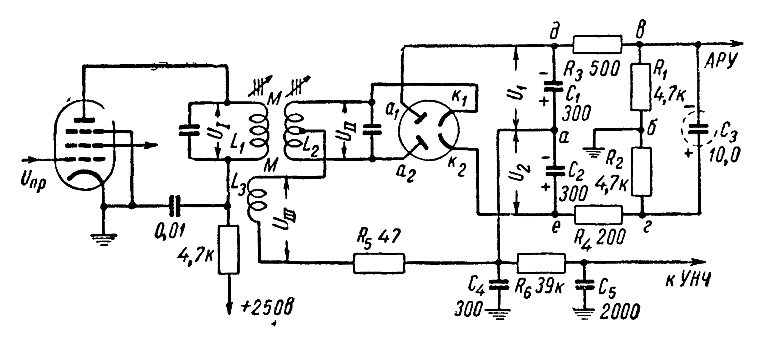


Рис. 13-8. Схема дробного детектора.

ных сопротивлениях в одну сторону. Нагрузочные сопротивления в данной схеме берутся небольшими, порядка нескольких килоом, и шунтируются очень большой емкостью C_3. Постоянная времени цепи нагрузки диодов получается очень большой, порядка 0,1—0,2 *сек* (для схемы рис. 13-8 она равна 0,094 *сек*). Поэтому напряжение на конденсаторе C_3 может изменяться очень медленно. При указанных постоянных времени нагрузки диодов напряжение на конденсаторе C_3 практически можно считать не изменяющимся даже за самый большой период модулирующей частоты ($F_{мин} = 50$ *гц*). Это положение является весьма важным для понимания работы детектора.

Сущность работы схемы заключается в следующем. Катушка L_1 индуктивно связана с катушками L_2 и L_3. Связь между катушками L_1 и L_2 устанавливается такой, чтобы параметр связи между контурами был близок к 0,5. Напряжение U_{III} по фазе совпадает с напряжением на первом контуре U_I. Связь между катушками берется такой, чтобы U_{III} составляло

0,3—0,35 от напряжения U_{II}. В этом случае качество работы детектора будет наилучшим.

Сопротивление конденсаторов C_1, C_2 и C_4 для токов промежуточной частоты мало, поэтому по отношению к земле для этой частоты потенциалы анода a_1 и катода $к_2$ можно считать равными нулю. Следовательно, между анодом и катодом каждого из диодов приложены напряжения промежуточной частоты, равные $U_{III}+0,5U_{II}$. Но так как напряжение U_{III} по фазе совпадает с напряжением U_I, то результирующее напряжение между анодом и катодом каждого диода определится векторными диаграммами рис. 12-15, если заменить в них U_I на U_{III}.

Для диаграмм рис. 12-15 нетрудно показать, что при постоянных величинах векторов U_I и U_{II} арифметическая сумма $U_{\partial I}+U_{\partial II}$ практически остается неизменной для углов φ от 0 до 20°. Вследствие этого при наличии на входе детектора модулированного по частоте сигнала напряжения между анодом и катодом каждого диода изменяются по величине, но их сумма сохраняется примерно постоянной.

Из схемы видно, что конденсаторы C_1 и C_2 могут заряжаться соответственно токами первого и второго диодов через их внутренние сопротивления. Разряжаться же они будут через сопротивления R_1, R_2, R_3, R_4, R_5 и внутреннее сопротивление диода, не заряжающего данный конденсатор (для C_1 диод $a_2к_2$). Напряжение, до которого зарядятся конденсаторы C_1 и C_2, определится уровнем сигнала, подводимого к заряжающему диоду. Поэтому напряжения на конденсаторах C_1 и C_2 пропорциональны величинам векторов $\overline{U}_{\partial I}$ и $\overline{U}_{\partial II}$ (рис. 13-15) и изменяются в соответствии с модуляцией сигнала по частоте. Но их сумма остается примерно постоянной. Напряжения на конденсаторах C_1 и C_2 по отношению к конденсатору C_3 действуют последовательно и согласно, поэтому при отсутствии модуляции они зарядят конденсатор C_3 до значения $2U_{\partial I}=2U_{\partial II}$. Средняя точка сопротивлений R_1 и R_2 заземлена. Так как $R_1=R_2$, то относительно земли потенциалы точек *в* и *г* одинаковы по величине, но противоположны по знаку. Пренебрегая падением напряжения на сопротивлениях R_3 и R_4, можно считать, что по отношению к земле потенциалы точек *д* и *е* соответственно равны потенциалам точек *в* и *г*. Но так как напряжение на конденсаторах C_1

и C_2 определяется подводимыми к диодам напряжениями $U_{\partial 1}$ и $U_{\partial 2}$, то потенциал точки *а* (выход детектора) по отношению к земле изменяется по закону модуляции сигнала. При $f > f_0$ $|U_{\partial I}| > |U_{\partial II}|$, почему $U_{c1} > U_{c2}$ и выходное напряжение будет положительно; при $f < f_0$ $|U_{\partial I}| < U_{\partial II}|$, поэтому $U_{c1} < U_{c2}$, а выходное напряжение отрицательно. В случае $f = f_0$ $|U_{\partial I}| = |U_{\partial II}|$, $U_{c1} = U_{c2}$ и выходное напряжение равно нулю. Таким образом, выходное напряжение, снимаемое в точках *б* и *а*, изменяется по закону, соответствующему рис. 12-16,*а*, что и необходимо для работы детектора частотно-модулированных сигналов.

Сопротивление R_5 включается для увеличения затухания катушки L_3 и расширения полосы пропускания резонансной системы. Сопротивления R_3 и R_4 служат для симметрирования плеч схемы, так как на практике очень трудно учесть емкости между концами катушек L_1 и L_2. Если такое симметрирование не выполнить, то при $f = f_0$ напряжения, подводимые к диодам, могут оказываться неодинаковыми. Конденсатор C_4 создает путь токам промежуточной частоты между точками *а* и *б*, чтобы выравнять их потенциалы по напряжению промежуточной частоты. Сопротивление R_6 и конденсатор C_5 образуют фильтр для токов промежуточной частоты и для ослабления высших модулирующих частот, поднятых в передатчиках частотно-модулированных сигналов.

Достоинством дробного детектора является то, что он мало чувствителен к быстрым изменениям амплитуды детектируемых напряжений. Поэтому перед ним не обязательно ставить ограничитель амплитуды. Объясняется это инерционностью нагрузки диодов, обусловленной большой емкостью конденсатора C_3. Действительно, при постоянном уровне сигнала в цепях диодов устанавливается постоянное значение тока. Когда сигнал возрастает, увеличивается ток диодов, что должно было бы пропорционально повысить напряжение на конденсаторах C_1 и C_2. Но при быстром возрастании сигнала, вызванным паразитной амплитудной модуляцией помехой, этого произойти не может вследствие большой емкости конденсатора C_3, который подключен параллельно конденсаторам C_1 и C_2. Поэтому прирост тока диодов пойдет в основном на увеличение заряда конденсатора C_3. Но даже при значительных приростах напряжения сигнала напряжение на конденсаторе C_3 увеличится очень мало из-за большой его емкости. Следовательно, значитель-

ным приростам тока диодов соответствует ничтожное приращение напряжения на нагрузке, что как бы эквивалентно уменьшению величины нагрузки диодов.

Наоборот, при понижении уровня сигнала вследствие паразитной амплитудной модуляции помехой ток диодов падает, что должно было бы уменьшить напряжение на конденсаторах C_1 и C_2, а следовательно, и на конденсаторе C_3. Но из-за большой емкости конденсатора C_3 напряжение на нем быстро упасть не может. При уменьшении тока диодов конденсатор C_3 начинает разряжаться через нагрузку диодов, стремясь поддерживать в ней ток постоянным (компенсируя уменьшение тока диодов). Следовательно, при уменьшении сигнала ток диодов уменьшается, а напряжение на нагрузке сохраняется почти прежним, что эквивалентно как бы увеличению сопротивления нагрузки диодов. Таким образом, при росте амплитуды сигнала от модуляции помехой сопротивление нагрузки диодов падает, а при уменьшении сигнала возрастает.

Входное сопротивление последовательного диодного детектора равно половине его нагрузочного сопротивления. Поэтому входное сопротивление детектора, шунтирующее второй контур и катушку L_3, изменяется обратно пропорционально силе входного сигнала. В результате этого при увеличении сигнала шунтирование будет сильнее, а добротность второго контура меньше, что приведет к некоторому снижению напряжения сигнала на втором контуре. При уменьшении сигнала шунтирование контура детекторами уменьшается, его добротность увеличивается, что повышает напряжение на контуре.

Таким образом, вследствие изменения нагрузки диодов под воздействием амплитудной модуляции сигнала помехой дробный детектор стремится поддерживать напряжение на втором контуре постоянным. Поэтому напряжение на выходе детектора не зависит от изменения амплитуды сигнала, что в известной мере эквивалентно работе ограничителя амплитуды.

Однако работа дробного детектора как ограничителя амплитуды ухудшается по мере удаления частоты сигнала от частоты настройки контуров, т. е. при увеличении отклонения частоты передатчика от среднего ее значения. Поэтому ограничитель на лампе типа 6Н7С и частотный различитель обеспечивают лучшую работу приемника, чем один дробный детектор.

Амплитуда низкочастотного напряжения на выходе дробного детектора определяется не абсолютными величинами

напряжений, подводимых к диодам, а их отношением (дробью), что и определило его название. По сравнению с частотным различителем выходное напряжение дробного детектора при прочих равных условиях в 3—4 раза меньше.

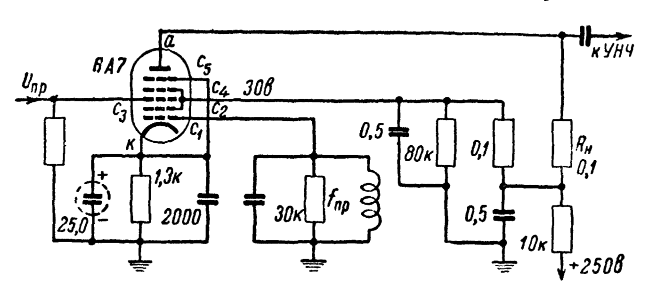


Рис 13-9. Схема фазового детектора.

На рис. 13-9 приведена схема фазового детектора, выполненного на гептоде типа 6А7. Напряжение частотно-модулированного сигнала подается на сетку c_3. Через междуэлектродную емкость C_{c3c1} оно создает напряжение на контуре, включенном в цепь первой сетки. Контур настраивается на несущую частоту сигнала. Поэтому при отсутствии модуляции входного сигнала напряжение на контуре оказывается сдвинутым по фазе по отношению к U_{c3} примерно на 90°, так как $X_{Cc3c1} \gg R_э$.

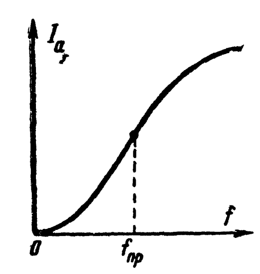


Рис 13-10. Зависимость постоянной составляющей анодного тока лампы фазового детектора от частоты сигнала

Анодный ток лампы управляется переменными напряжениями на первой и третьей сетках. При изменении частоты сигнала изменяется угол сдвига по фазе между напряжениями на первой и третьей сетках, а это неизбежно скажется на величине постоянной составляющей анодного тока. Поэтому зависимость постоянной составляющей анодного тока лампы от частоты сигнала имеет вид, изображенный на рис. 13-10. Нагрузкой лампы служит сопротивление $R_н$, на котором выделяется низкочастотное напряжение. Достоинством фазового детектора является простота схемы и большой коэффициент передачи. Но его характеристика обычно менее линейна, чем у частотного различителя. В табл. 13-1 приведены основные характеристики различных детекторов частотно-модулированных сигналов.

Таблица 13-1

Тип детектора	Напряжение, *в*		Средняя крутизна характеристики детектора, *мв/кгц*
	на входе	на выходе	
С расстроенным контуром	2—4	0,3—0,5	3—10
Частотный различитель	2—4	10—20	10—30
Дробный детектор .	0,5—1,0	0,3—0,5	4—6
Фазовый детектор .	0,5—1,0	10—15	100—200

13-4. ДЕЙСТВИЕ ПОМЕХ НА ПРИЕМ ЧАСТОТНО-МОДУЛИРОВАННЫХ СИГНАЛОВ

Системы радиосвязи с частотной модуляцией обладают лучшей помехоустойчивостью по сравнению с системами, использующими амплитудную модуляцию, при условии, если амплитуда принимаемого сигнала превышает уровень помех в месте приема в 2—3 раза. Рассмотрим случай воздействия синусоидальной немодулированной помехи с амплитудой U_{mn}, меньшей амплитуды полезного сигнала U_{mc}. В этом случае равнодействующую напряжения от сигнала и помехи можно представить векторной диаграммой, аналогичной диаграмме рис. 8-17, если заменить на ней вектор $U_{mг}$ вектором U_{mc}, а вектор U_{mc} вектором U_{mn}.

Если выполняется неравенство $U_{mc} > 2U_{mn}$, то на основании рассуждений, приведенных в § 8-5, можно в первом приближении считать результирующее напряжение как напряжение сигнала, модулированное помехой по амплитуде с коэффициентом модуляции

$$m_n = \frac{U_{mn}}{U_{mc}}$$

и по частоте с индексом модуляции

$$\psi_n = \frac{U_{mn}}{U_{mc}}.$$

Влияние амплитудной модуляции в приемнике частотно-модулированных сигналов устраняется применением ограничителя амплитуды. Анализируя рис. 8-17 и 13-2, можно сделать вывод о том, что для эффективной работы порог

ограничения должен быть взят на уровне $U_{пор} < U_{mc} - U_{mn}$. Возможный уровень ограничения на рис. 8-17 изображен отрезком окружности *4*. На основании этого амплитуда сигнала, подводимого ко входу ограничителя амплитуды, должна быть

$$U_{mc} > \frac{U_{пор}}{1 - m_n}. \qquad (13\text{-}7)$$

Если считать $U_{mc} > 2U_{mn}$, то $m_n < 0{,}5$ и входное напряжение ограничителя амплитуды должно превышать удвоенную величину его порогового напряжения.

Для случая $U_{mc} > 2U_{mn}$ очевидно, что $\psi_n < 0{,}5$, т. е. паразитная частотная модуляция сигнала помехой мала. Ее индекс модуляции тем меньше, чем меньше уровень помех по отношению к уровню принимаемого сигнала.

Выходное напряжение детекторных каскадов приемников частотно-модулированных сигналов прямо пропорционально отклонению частоты Δf и, следовательно, индексу модуляции. Поэтому в таких приемниках можно добиться увеличения отношения $\frac{сигнал}{помеха}$ на выходе детектора по сравнению с этим отношением на входе ограничителя амплитуды (или в антенне) за счет увеличения индекса полезной модуляции.

В случае же радиоприема сигналов с амплитудной модуляцией паразитная амплитудная модуляция имеет коэффициент модуляции $m_n = \frac{U_{mn}}{U_{mc}}$. Наибольшее значение коэффициента модуляции полезного сигнала, очевидно, будет $m_c \leqslant 1$. Напряжение на выходе детектора приемника амплитудно-модулированных сигналов пропорционально коэффициенту модуляции. Поэтому отношение $\frac{сигнал}{помеха}$ на выходе детектора определяется отношением $\frac{m_c}{m_n} = \frac{U_{mc}}{U_{mn}}$, т. е. будет тем же, что и на входе детектора. Следовательно, при амплитудной модуляции приемник не дает выигрыша в отношении $\frac{сигнал}{помеха}$.

Особенно хорошо проявляется указанное преимущество систем с частотной модуляцией при работе в диапазоне СВЧ, когда, повышая индекс модуляции, можно использовать почти всю полосу пропускания приемника, в то время

как при амплитудной модуляции на СВЧ полезно используется лишь малая часть полосы пропускания, а шумы и помехи приему определяются всей полосой.

Вторым преимуществом систем радиосвязи с частотной модуляцией является то, что передатчик работает все время в режиме максимальной мощности (телеграфный режим). Поэтому при использовании одинаковых ламп в передатчиках с частотной и амплитудной модуляцией первый будет излучать в 4 раза большую среднюю мощность по сравнению со вторым. Благодаря этому можно соответственно увеличить дальность радиосвязи или повысить напряженность поля сигнала в точке приема в 2 раза.

Аналитическое исследование рассмотренного вопроса выполнено В. И. Сифоровым. Оно показало, что при переходе от амплитудной модуляции к частотной отмеченные выше свойства детектора и передатчика частотно-модулированных сигналов позволяют добиться улучшения отношения $\frac{\text{сигнал}}{\text{шум}}$ в

$$Q = 2\sqrt{3}\,\psi_{mc} \text{ раз} \quad (13\text{-}8)$$

для случая гладких помех и

$$Q = 4\psi_{mc} \text{ раз} \quad (13\text{-}9)$$

для случая помех импульсного характера.

Здесь ψ_{mc} — значение индекса полезной частотной модуляции сигнала, соответствующее максимальным значениям Δf и F.

Эти формулы верны при $U_{mc} > 2U_{mn}$. Если это условие не выполняется, то преимущества частотной модуляции перед амплитудной пропадают и при $U_{mc} \approx U_{mn}$ последняя уже становится более помехоустойчивой. Это можно уяснить из рис. 8-17 с пояснениями, данными выше, ибо при $U_{mc} < U_{mn}\psi_n \gg 1$. Кроме того, при $U_{mn} > U_{mc}$ из рис. 13-2 и 8-17 следует, что для устранения вредной модуляции сигнала помехой порог ограничения должен быть равен нулю, а это означает, что применение ограничителя вообще невозможно.

Пример 13-1. Определить выигрыш в отношении $\frac{\text{сигнал}}{\text{помеха}}$, который можно получить при переходе от амплитудной модуляции к частотной, если наивысшая частота модуляции сигнала $F_{макс} = 5$ *кгц*, а возможное наибольшее отклонение частоты в передатчике 75 *кгц* (такое отклонение частоты имеет место у сигналов звукового сопровождения телевизионных передатчиков).

Из формулы (13 2) $\psi_{mc} = \frac{75}{5} = 15$. Поэтому выигрыш в отношении $\frac{\text{сигнал}}{\text{помеха}}$ при гладких помехах согласно формуле (13-8) будет $Q = 2\sqrt{3} \cdot 15 = 52$, а при импульсных помехах согласно формуле (13-9) $Q = 4 \cdot 15 = 60$

Вот почему даже в крупных городах с большим уровнем промышленных помех эти помехи практически не ощущаются при приеме сигналов с частотной модуляцией

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ ДЛЯ ПОВТОРЕНИЯ

1 Из каких соображений следует выбирать полосу пропускания приемника частотно-модулированных сигналов?

2 Каковы особенности блок схемы приемника частотно модулированных сигналов? Назначение ее специфических элементов?

3 В чем заключается принцип действия ограничителей амплитуды, работающих за счет сеточных токов и отсечки анодного тока? Их сравнительная оценка?

4 Как следует выбирать величину входного напряжения ограничителя амплитуды?

5 По каким схемам можно выполнить детекторы частотно модулированных сигналов? Принцип их работы и сравнительная оценка?

6 При каких условиях и почему действие помех на прием частотно модулированных сигналов сказывается меньше, чем на прием амплитудно модулированных сигналов?

ЗАДАЧИ

1 Определить, какой выигрыш в отношении $\frac{\text{сигнал}}{\text{помеха}}$ даст переход на работу с частотной модуляцией при действии гладких помех, если при несущей частоте сигнала 67 *Мгц* полоса пропускания приемника не может быть сделана уже 200 *кгц* Наибольшая частота модуляции 5 *кгц*, а относительная нестабильность частоты передатчика и гетеродина приемника равны соответственно $2 \cdot 10^{-4}$ и $4 \cdot 10^{-4}$

Ответ 35.

2 Каково должно быть напряжение на входе ограничителей амплитуды, характеристики которых приведены на рис 13-4?

Ответ 6,0 *в* для ограничителя за счет сеточных токов и 4,8 *в* для ограничителя на лампе 6Н7

3 Каков должен быть коэффициент усиления каскадов приемника, находящихся до ограничителя амплитуды, если в нем применить ограничители амплитуды, характеристики которых приведены на рис 13 4, а чувствительность приемника должна быть не ниже 100 *мкв*?

Ответ 60 000 для приемника с ограничителем за счет сеточных токов и 48 000 для приемника с ограничителем на лампе 6Н7.

ГЛАВА ЧЕТЫРНАДЦАТАЯ

ОСОБЕННОСТИ ТЕЛЕВИЗИОННЫХ ПРИЕМНИКОВ

14-1. ОСНОВНЫЕ СВЕДЕНИЯ О ТЕЛЕВИЗИОННОМ СИГНАЛЕ

Описание принципов работы различных телевизионных систем, методов расчета и конструирования их отдельных элементов в настоящее время приводится в специальных

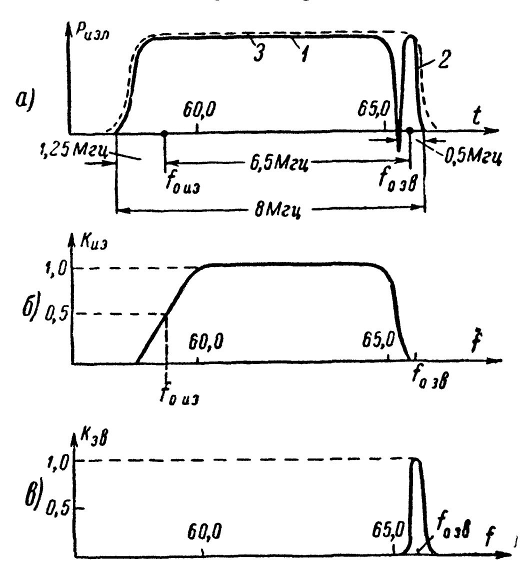


Рис 14 1 Частотные характеристики по телевизионному стандарту СССР.

а — для передатчиков изображения *1* и звукового сопровождения *2*, *б* — для приемника сигналов изображения, *в* — для приемника сигналов звукового сопровождения

учебниках. В данной главе описываются лишь главные особенности телевизионных приемников, отличающие их от приемников других типов.

Современное телевизионное передающее устройство состоит из двух отдельных передатчиков, работающих на общую антенну. Первый передатчик с амплитудной модуляцией передает сигналы изображения и управления (синхронизации), но на одной (верхней) боковой полосе. Второй передатчик служит для передачи сигналов звукового сопровождения. В нем применяется метод частотной модуляции. Сигналы отечественных телевизионных передающих центров

занимают полосу в 8 *Мгц*. Их суммарный спектральный состав представлен рис. 14-1,*а*. Здесь сплошная кривая *1* охватывает спектр сигналов первого передатчика (сигналы изображения и синхронизации), а сплошная кривая *2* — спектр сигналов второго передатчика (сигналы звукового сопровождения). Несущая частота передатчика звукового сопровождения выше несущей частоты передатчика канала изображения на 6,5 *Мгц*.

14-2. БЛОК-СХЕМЫ ТЕЛЕВИЗИОННЫХ ПРИЕМНИКОВ

Современные телевизионные приемники строятся как по схеме прямого усиления, так и по супергетеродинной схеме. По первой из них выполняются обычно более дешевые приемники со средними качественными показателями, по второй — более дорогие высококачественные.

Рис. 14-2 Блок-схема телевизионного приемника прямого усиления с использованием биений для разделения сигналов звука и изображения.

На рис. 14-2 приведена блок-схема телевизионного приемника прямого усиления. Все ее элементы можно разделить на четыре группы: элементы общего канала, элементы канала изображения, элементы звукового канала и элементы цепей синхронизации и управления движением луча приемной трубки Электрические напряжения сигналов изображения, синхронизации и звукового сопровождения от антенны поступают на вход общего канала, представляющего собой приемник прямого усиления. Он состоит из входной цепи *1*, усилителя высокой частоты *2*, детектора *3* и широкополосного усилителя *4* (усилителя видеосигналов). Полоса пропускания элементов общего канала должна обеспечивать прохождение всех составляющих сигналов, излучаемых антенной телевизионной станции. Для этого резонансная кривая высокочастотной части приемника должна соответствовать штриховой кривой *3* рис. 14-1,*а*.

С учетом сказанного в § 14-1 телевизионный сигнал на входе приемника можно представить двумя напряжениями: а) модулированным по амплитуде с несущей частотой $f_{из}$; б) модулированным по частоте с несущей частотой $f_{зв}$. При подведении этих напряжений к детектору амплитудно-модулированных сигналов *3* на его нагрузке выделятся два напряжения. Одно, как результат детектирования амплитудно-модулированного сигнала имеет форму его огибающей. Второе будет модулированным по частоте. Оно образуется вследствие воздействия на детектор составляющей амплитудно-модулированного сигнала с несущей частотой и частотно-модулированного сигнала. Средняя частота второго напряжения равна $f_{зв} - f_{из}$, т. е. 6,5 *Мгц* (как при детектировании двух напряжений). Несущая частота амплитудно-модулированного напряжения (сигнала изображения) постоянна, поэтому частотно-модулированное напряжение, создающееся на нагрузке детектора, модулировано по тому же закону, что и сигнал звукового сопровождения.

Оба эти напряжения усиливаются широкополосным усилителем (видеоусилителем) *4* и с его выхода подводятся на вход канала звукового сопровождения, канала синхронизации и канала изображения. Канал звукового сопровождения представляет собой часть обычного приемника частотно-модулированных сигналов и начинается с ограничителя амплитуды *5*. За ним следуют частотный детектор *6* и усилитель звуковых частот *7*, на выходе которого включен громкоговоритель *8*. Контуры ограничителя амплитуды и частотного детектора настроены на частоту 6,5 *Мгц* и имеют ограниченную полосу пропускания шириной 200—300 *кгц*. Их резонансная кривая по форме и ширине соответствует кривой рис. 14-1,*в*. Поэтому через элементы канала звукового сопровождения пройдут только те составляющие выходного напряжения широкополосного усилителя, которые определяются биениями несущих сигналов изображения и звука, т. е. сигналы звукового сопровождения. Они будут воспроизведены громкоговорителем.

Канал синхронизации и развертки *10* представляет собой специфическое устройство, элементов которого не бывает в обычных радиовещательных приемниках. Он состоит из генераторов, вырабатывающих токи пилообразной формы. Эти токи питают отклоняющие катушки *11* электронно-лучевой трубки *12* и тем управляют движением ее луча по экрану. Детальное описание работы этих элементов приводится в учебниках по телевидению.

Выходное напряжение видеоусилителя *4* проходит через фильтр *9*, который отфильтровывает напряжение разностной частоты $f_{зв} - f_{из}$, и прикладывается между управляющим электродом и катодом электронно-лучевой трубки. Этим обеспечивается управление плотностью электронного луча трубки, нужное для создания изображения на ее экране.

Блок-схема супергетеродинного телевизионного приемника изображена на рис. 14-3. Ее элементы, выполняющие

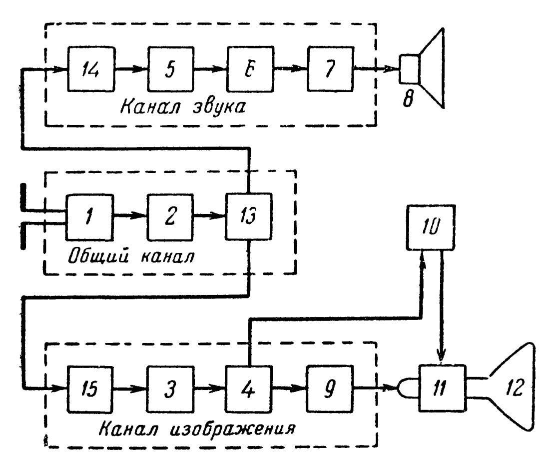


Рис 14-3 Блок схема супергетеродинного телевизионного приемника с частотным разделением сигналов звука и изображения

аналогичные функции с элементами блок-схемы приемника прямого усиления, обозначены одинаковыми цифрами

В супергетеродинном телевизионном приемнике разделение каналов звукового сопровождения и изображения происходит после преобразователя частоты *13*, который является последним элементом общего канала. Но зато каналы изображения и звукового сопровождения начинаются с новых элементов — усилителей промежуточной частоты, обозначенных соответственно цифрами *14* и *15*. Так как усиление сигналов изображения и звука происходит раздельно, общее число ламп в супергетеродинном приемнике больше. Но, благодаря этому, оказывается возможным лучшее разделение обоих сигналов и большее их усиление, что повышает качество работы всего телевизора в целом

Чувствительность лучших современных супергетеродинных приемников по каналу звукового сопровождения состав-

ляет 200—400 *мкв* и по каналу изображения 200—600 *мкв*, в то время как для приемников прямого усиления она колеблется от 800 до 1 000 *мкв* по каналу звука и от 900 до 1 500 *мкв* по каналу изображения. Избирательность супергетеродинных телевизионных приемников получается также лучшей, чем у приемников прямого усиления. Кроме того, элементы канала синхронизации и изображения в супергетеродинном приемнике обычно выполняются по более совершенным, хотя и более сложным схемам. В результате этого улучшается качество работы телевизора, но и повышается его стоимость.

Большим достоинством супергетеродинных телевизионных приемников является то, что в них технически гораздо проще решается вопрос о перестройке телевизора с одной рабочей частоты на другую (при смене программ). В них должны перестраиваться только два контура: в усилителе высокой частоты и гетеродине. Так как полоса пропускания в канале изображения должна быть значительно шире (4—6 *Мгц*), чем в канале звукового сопровождения (0,2—0,3 *Мгц*), то выгодно иметь промежуточную частоту канала изображения большей, чем у канала звукового сопровождения. Для достижения такого соотношения частоту гетеродина берут больше несущих частот обоих сигналов. Поэтому при общем преобразователе частоты для обоих сигналов согласно телевизионному стандарту СССР (рис. 14-1,*а*) промежуточная частота канала изображения будет на 6,5 *Мгц* больше промежуточной частоты сигнала звукового сопровождения. Практически промежуточные частоты телевизионных приемников берут от 8 до 35 *Мгц*.

14-3 ОСОБЕННОСТИ ЭЛЕМЕНТОВ КАНАЛОВ ИЗОБРАЖЕНИЯ И ЗВУКОВОГО СОПРОВОЖДЕНИЯ ТЕЛЕВИЗИОННЫХ ПРИЕМНИКОВ

Как уже было показано выше, ширина спектра суммы сигналов, излучаемых антенной телевизионной станции, весьма велика и составляет около 8 *Мгц*. Для обеспечения нормальной работы передатчика нужно, чтобы его несущая частота была в 5—10 раз больше требующейся полосы пропускания. Поэтому несущая частота современных телевизионных передатчиков не может быть менее 40—80 *Мгц*. Следовательно, входные цепи, усилители высокой частоты и преобразователи частоты телевизионных приемников должны выполняться с учетом особенностей работы ламп и контуров на СВЧ.

Входные цепи телевизионных приемников должны обеспечивать согласование антенны со входом первой лампы приемника в весьма широком диапазоне частот. Большинство отечественных телевизоров имеют возможность принимать сигналы в трех-четырех диапазонах частот. Согласование антенны и входа приемника с кабелем должно быть выполнено особенно тщательно при длинах кабеля более 5÷10 *м* с целью устранения искажений сигнала, могущих произойти из-за отражения в соединительном кабеле. Эти искажения проявляются в виде расслоения изображения.

Большинство промышленных помех с увеличением частоты в диапазоне метровых волн имеют убывающий спектр. Поэтому наиболее сильные помехи будут проникать на вход приемника со стороны более низких частот. Их действие можно ослабить, включив двухзвенный фильтр верхних частот между кабелем и сеткой первой лампы приемника.

На рис. 14-4 приведена принципиальная схема общего канала телевизора «Север». Двухзвенный фильтр верхних частот здесь образуют катушки L_1, L_2 и конденсаторы C_1, C_2 и C_3. Сопротивление R_3 согласует кабель со входом лампы. Его величина 75 *ом* взята равной волновому сопротивлению кабеля РК-1. Сопротивления R_1 R_2 служат для создания второго входа приемника.

При очень большой силе сигнала антенну включают в нижнее гнездо, что уменьшает амплитуду сигнала на входе первой лампы.

Усилители высокой частоты в телевизионных приемниках служат для обеспечения необходимой избирательности по зеркальному каналу и уменьшения удельного веса собственных шумов преобразователя частоты в общих шумах всего приемника (см. пример 10-2). Они обычно делаются резонансными с фиксированной настройкой на четыре или более частот [три частоты для приема телевизионных сигналов и одна (или две-три) для приема радиовещательных станций с частотной модуляцией] и выполняются по схеме с параллельным питанием. Параллельная схема питания применяется для того, чтобы исключить коммутирующиеся элементы из анодной цепи лампы. Нагрузочные контуры усилителя высокой частоты настраиваются на средние частоты спектра сигналов телевизионных станций (т. е. на частоты 52,5; 62 и 80 *Мгц*) или несущие частоты радиовещательных станций. Их полосы пропускания для приема телевизионных сигналов должны быть не менее 7—8 *Мгц*. Поэтому даже при минимально возможной емко-

сти контуров коэффициент усиления каскада получается небольшим.

Полагая эквивалентную емкость контура равной 30 *пф*, а полосу пропускания усилителя 8 *Мгц*, получим коэффициент усиления при лампе типа 6Ж4 равным 6, а при лампе типа 6Ж3П всего 3,3 [см. формулу (6-2)], что значительно

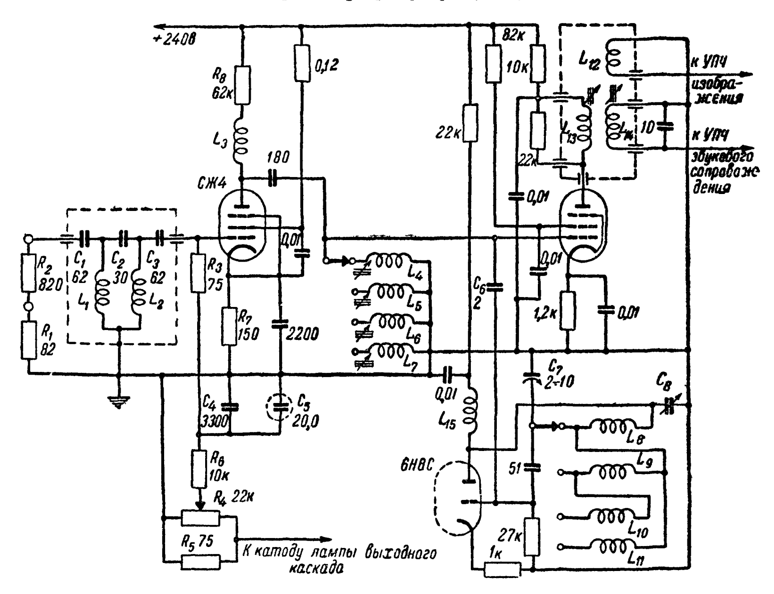


Рис 14-4 Принципиальная схема общего канала телевизора.

меньше коэффициента устойчивого усиления (5-21) и предельного значения коэффициента усиления при оптимальном согласовании (5-35). Поэтому с целью повышения усиления стараются снизить емкость контура до возможного минимума и подстраивают контуры, вводя в их катушку сердечники. С целью расширения полосы пропускания нагрузочных контуров усилителя высокой частоты их приходится шунтировать активными сопротивлениями величиною порядка нескольких килоом. В приемниках прямого усиления число каскадов усилителя высокой частоты бывает не менее 2—3. Поэтому при расчете их элементов можно пользоваться материалами, приведенными в § 6-3.

Для регулировки контрастности в телевизионных приемниках необходимо изменять напряжение сигнала на управляющем электроде трубки. Осуществляется это регулиров-

кой усиления одного из каскадов усилителя высокой частоты путем изменения смещения на управляющей сетке его лампы. Так, в телевизоре «Север» (см. рис. 14-4) на сетку лампы усилителя высокой частоты, кроме напряжения смещения с катодного сопротивления R_7, подается еще часть напряжения с сопротивления, включенного параллельно R_5, по которому протекает анодный ток выходного каскада канала звукового сопровождения.

При перемещении движка потенциометра R_4 влево добавочное смещение уменьшается, а усиление каскада увеличивается.

Преобразователи частоты телевизионных приемников, как правило, бывают односеточными пентодными с емкостной связью с гетеродином. В диапазоне рабочих частот менее 100 *Мгц* такие преобразователи работают достаточно хорошо, обеспечивая большой коэффициент преобразования. Согласно формуле (9-10) коэффициент преобразования пентодного преобразователя частоты равен четверти от коэффициента усиления обычного усилительного каскада с той же лампой и аналогичной нагрузкой.

Характерной особенностью преобразовательных каскадов телевизионных приемников является то, что у них имеется два нагрузочных контура, настроенных на различные частоты: промежуточные частоты сигналов изображения и звукового сопровождения. Эти контуры включаются в анодную цепь лампы параллельно или последовательно. В некоторых случаях контур, настроенный на промежуточную частоту сигнала звукового сопровождения, включают в цепь экранной сетки лампы, а контур, настроенный на промежуточную частоту сигнала изображения, — в анодную цепь. В телевизоре «Север» нагрузкой преобразователя частоты по промежуточной частоте сигналов звукового сопровождения служат два связанных контура (рис. 14-4), а по промежуточной частоте сигнала изображения — эти же контуры, индуктивно связанные с третьей катушкой, включенной на вход лампы первого каскада усилителя промежуточной частоты сигнала изображения.

Параллельное включение нагрузочных контуров в анодную цепь лампы преобразователя частоты применено в телевизоре Т-2. Схема преобразовательного каскада этого телевизора приведена на рис. 14-5. При такой схеме нагрузочный контур промежуточной частоты сигнала изображения, состоящий из катушки L_1, и монтажных емкостей, лучше включать непосредственно в анодную цепь лампы.

Контур, настраиваемый на промежуточную частоту сигнала звукового сопровождения, следует связать с анодной цепью лампы через конденсатор связи $C_{св}$ емкостью 3—5 *пф*

В этом случае для сигнала изображения коэффициент преобразования будет таким же, как и при отсутствии контура L_2C_1 (из-за малости $C_{св}$), а для сигнала звукового сопровождения он будет ослаблен на 30—35% за счет падения напряжения на конденсаторе $C_{св}$ Но эта разница в коэффициентах преобразования не имеет существенного значения, так как компенсируется бо́льшим усилением в усилителе промежуточной частоты канала звукового сопровождения Поэтому увеличивать емкость $C_{св}$ с целью повышения коэффициента передачи преобразователя для сигнала звука не следует При параллельном включении нагрузочные контуры будут сильно шунтировать друг друга на частотах, отличных от их собственных, так как эквивалентное сопротивление параллельного контура изменяется в диапазоне частот согласно его резонансной кривой, почему емкость $C_{св}$ должна быть малой.

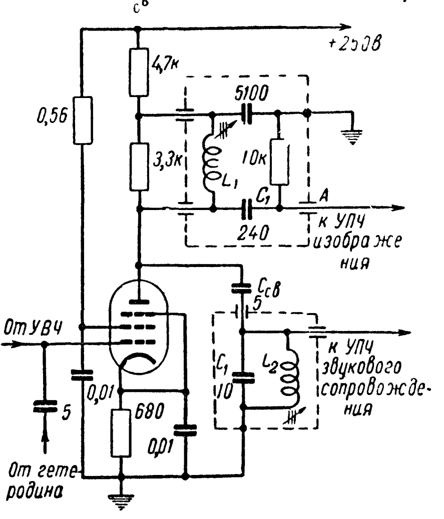


Рис 14 5. Принципиальная схема преобразователя частоты с параллельным включением нагрузочных контуров.

Г е т е р о д и н преобразователя частоты телевизионных приемников, как и других приемников метрового диапазона, обычно строится по схеме с емкостной обратной связью на триодах, хорошо работающих в этом диапазоне волн (6Н8С, 6С2С, 6Н1П). Особое внимание следует уделять повышению стабильности частоты гетеродина, так как его абсолютная нестабильность может достигать весьма больших значений из-за высоких частот. Рассмотрим сказанное на примере.

Пример 14-1. Определить абсолютную нестабильность частоты гетеродина телевизионного приемника при приеме станций третьей программы ($f_{c\ из} = 77{,}25$ *Мгц* и $f_{c\ зв} = 83{,}75$ *Мгц*), если относитель-

хая нестабильность частоты гетеродина равна 10^{-3} (что достаточно хорошо), а промежуточная частота сигнала изображения 22,75 *Мгц*. Так как частоту гетеродина в телевизионных приемниках берут выше частоты сигнала, то $f_г = f_{c\ из} + f_{пр\ из} = 77{,}25 + 22{,}75 = 100$ *Мгц*. Абсолютная нестабильность частоты гетеродина, очевидно, будет $\Delta f_г = \alpha_г f_г = 10^{-3} \cdot 10^8 = 100$ *кгц*. Следовательно, согласно формуле (9-12), полосу пропускания приемника по обоим каналам следует расширять на 104 *кгц*, что уже достаточно ощутимо, особенно для канала звукового сопровождения (предполагается $\alpha_c = 10^{-4}$)

С целью повышения стабильности частоты гетеродина для его лампы желательно брать керамическую панельку, а все детали гетеродина размещать в такой части шасси приемника, которая слабо прогревается мощными лампами телевизора. Для компенсации ухода частоты гетеродина в его контуре всегда делается элемент настройки (конденсатор переменной емкости), ручка которого выводится на переднюю панель телевизора. Катушки контура гетеродина при переходе на прием другой программы переключаются тем же переключателем, что и катушки нагрузочного контура усилителя высокой частоты.

Усилители промежуточной частоты телевизионных приемников, предназначенные для усиления сигналов звукового сопровождения и изображения, как по своим основным параметрам, так и по схемному выполнению часто существенно отличаются друг от друга. Усилители промежуточной частоты канала звукового сопровождения имеют сравнительно узкую полосу пропускания (200—300 *кгц*), достаточно большой коэффициент усиления (500—3 000) и строятся обычно по схеме многокаскадного резонансного усилителя на фиксированной частоте с числом каскадов от двух до четырех. Форма его резонансной кривой должна соответствовать рис. 14-1,*в*. Так как резонансная кривая тракта звукового сопровождения получается сравнительно узкой, то в нем не принимается специальных мер для отфильтровывания сигнала изображения.

Форма резонансной кривой усилителя промежуточной частоты сигнала изображения вместе с предыдущими каскадами должна соответствовать кривой рис. 14-1,*б*. Полоса пропускания усилителя колеблется от 3 до 5 *Мгц*, число каскадов — от одного до двух, а коэффициент усиления редко превышает 200—400. С целью получения наибольшего коэффициента усиления при минимальном числе каскадов в усилителе промежуточной частоты канала изображения широко применяется схема полосового усилителя с попарно расстроенными контурами (см. § 6-3). В некоторых случаях

при нечетном числе каскадов с учетом преобразователя частоты в последнем каскаде усилителя нагрузка выполняется в виде двух связанных контуров. Это позволяет в значительной степени повысить коэффициент усиления данного каскада. Так выполнен усилитель промежуточной частоты канала

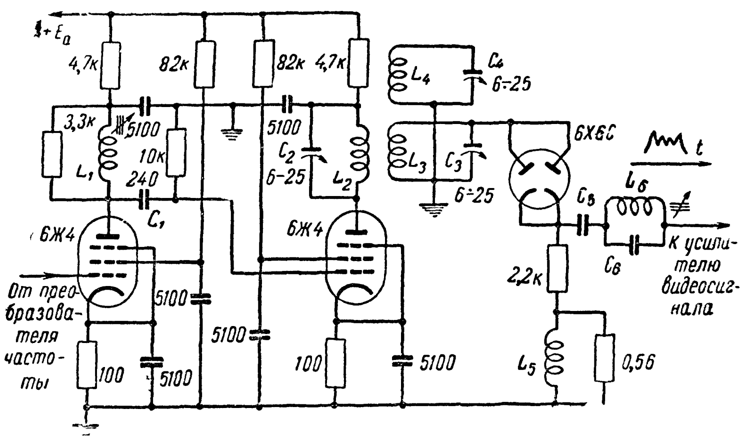


Рис. 14 6 Принципиальная схема усилителя промежуточной частоты канала изображения.

изображения в телевизоре Т-2 (рис. 14-6). Усилитель выполнен на двух лампах типа 6Ж4. Нагрузкой первой лампы служит одиночный контур, состоящий из катушки L_1 и монтажных емкостей. Этот контур расстроен относительно нагрузочного контура преобразователя частоты примерно на 3 *Мгц* (см. контур с катушкой L_1 на рис. 14-5). Поэтому нагрузочные контуры преобразователя частоты и первого каскада усилителя промежуточной частоты образуют расстроенную пару. Нагрузкой лампы второго каскада служит пара связанных контуров L_2C_2 и L_3C_3. Эти контуры шунтируются только входным сопротивлением детектора и внутренним сопротивлением лампы. Поэтому их резонансная кривая сравнительно узка и имеет хорошую форму.

Для обеспечения резкого спадания частотной характеристики в области верхних модулирующих частот и устранения прохождения сигналов звукового сопровождения через канал изображения контур L_3C_3 индуктивно связан с отсасывающим (режекторным) контуром L_4C_4. Действие этого контура заключается в том, что он на разных частотах отбирает энергию из контура L_3C_3 неодинаково. Наибольшее количество энергии он поглощает на частоте, равной его

собственной. По мере удаления частоты сигнала от собственной частоты контура L_4C_4 он будет отбирать из контура L_3C_3 все меньшую и меньшую мощность. Поэтому мощность сигнала в контуре L_3C_3 и напряжение на нем резко уменьшаются при частотах сигнала, близких к собственной частоте контура L_4C_4. Настраивая отсасывающий контур на промежуточную частоту сигнала звукового сопровождения, можно добиться резкого ослабления прохождения сигнала

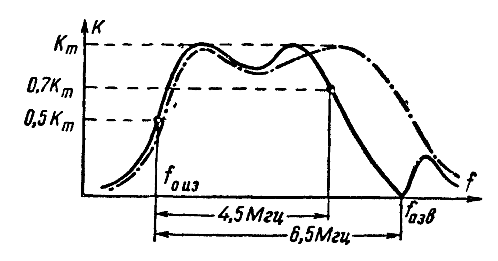


Рис. 14-7. Резонансная характеристика усилителя промежуточной частоты канала изображения.

звукового сопровождения через канал изображения. Рис. 14-7 поясняет влияние отсасывающего контура на форму резонансной характеристики усилителя промежуточной частоты канала изображения применительно к телевизору Т-2. Здесь штрих-пунктирной линией изображена резонансная кривая усилителя с разомкнутым отсасывающим контуром, а сплошной линией — с замкнутым и точно настроенным отсасывающим контуром. Чем выше добротность отсасывающего контура, тем острее дает он провал в резонансной характеристике.

При увеличении связи между контурами провал в кривой становится глубже и шире.

Детекторы в канале изображения чаще всего применяются диодные, так как они вносят наименьшие искажения. Но в малоламповых телевизионных приемниках прямого усиления иногда применяют анодный детектор, который обладает большим коэффициентом передачи напряжения.

При выборе схемы включения диода детектора следует учитывать, что при негативном методе передачи сигналов с выхода канала изображения к приемной трубке должно подводиться напряжение сигнала положительной полярности (см. § 8-4). Поэтому при четном числе каскадов в уси-

лителе видеосигналов напряжение на выходе детектора должно быть также положительным. Для этого диод должен быть включен так, как показано на рис. 14-6. При нечетном числе каскадов в усилителе видеосигналов выходное напряжение детектора должно быть отрицательным, что может быть получено, если в схеме рис. 14-6 поменять местами включение анодов и катодов диодов.

Так как спектр частот сигнала изображения весьма широк, то нагрузочное сопротивление диодного детектора нельзя брать больше 2—5 *ком.* При больших нагрузочных сопротивлениях искажения будут чрезмерно велики. Для ориентировочного выбора нагрузочного сопротивления можно пользоваться формулой (8-15), если заменить в ней длительность импульса на период наивысшей модулирующей частоты сигнала изображения.

Пример 14-2. Определить нагрузочное сопротивление диодного детектора канала изображения, если наивысшая модулирующая частота сигнала равна 5 *Мгц*, а суммарная емкость схемы, подключающаяся параллельно нагрузочному сопротивлению 20 *пф*. Согласно формуле (8-15) находим:

$$R < \frac{0,1 \cdot 10^{12}}{20 \cdot 5 \cdot 10^{6}} \doteq 1 \text{ ком}.$$

С целью расширения полосы пропускания детектора без уменьшения нагрузочного сопротивления последовательно с ним включают корректирующую индуктивность (L_5 на схеме рис. 14-6). Это позволяет примерно в 2 раза расширить полосу пропускания детектора или в 2 раза увеличить его нагрузочное сопротивление (а значит, и $K_д$) при той же верхней граничной частоте. Величину корректирующей индуктивности следует рассчитывать так же, как и для видеоусилителя.

Если промежуточная частота канала изображения по абсолютной величине близка к верхней модулирующей частоте сигнала, то с целью повышения фильтрации напряжения промежуточной частоты между выходом детектора и входом усилителя видеосигнала включают фильтр-пробку, настроенный на промежуточную частоту (контур L_6C_6 на схеме рис. 14-6). Его присутствие желательно, если $f_{пр\,из} < 5F_{макс.из}$.

Детектором в канале звукового сопровождения обычно служит частотный различитель или дробный детектор. Их свойства подробно описаны в § 13-3. При использо-

вании частотных различителей перед ними ставится каскад ограничителя амплитуды.

Усилитель низкой частоты канала звукового сопровождения является обычным усилителем низкой частоты радиовещательных приемников

Усилители видеосигналов должны пропускать требующуюся полосу частот, иметь заданный коэффициент усиления. Их свойства подробно описываются в специальных книгах. Особенностью усилителей видеосигналов телевизионных приемников является наличие в них

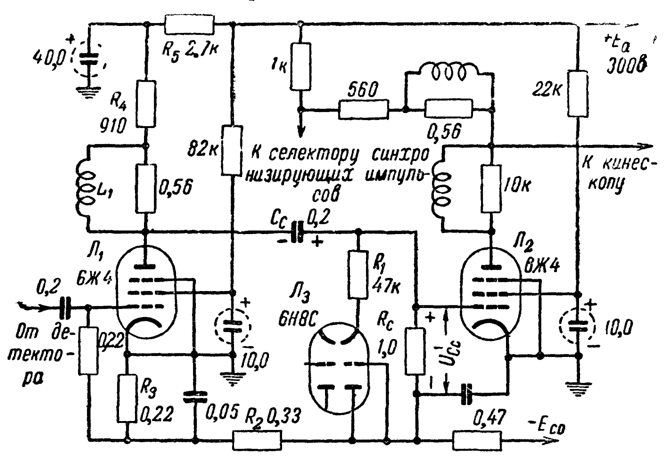


Рис. 14-8. Принципиальная схема усилителя видеосигналов телевизора Т-2.

схем для восстановления постоянной составляющей сигнала, если в их цепях имеются переходные конденсаторы.

На нагрузке детектора канала изображения создается напряжение, форма которого соответствует огибающей сигналов изображения и синхронизации. Это напряжение, как и выходное напряжение любого детектора, можно представить суммой, состоящей из постоянной составляющей, изменяющейся от кадра к кадру в зависимости от средней освещенности передаваемого объекта, и переменной составляющей, передающей изменения освещенности отдельных участков кадра. При наличии переходных конденсаторов в цепях усилителя видеосигналов они не пропустят постоянную составляющую и средняя освещенность экрана приемной трубки не будет пропорциональной средней освещенности объекта, находящегося перед передающей трубкой.

Для устранения этого в усилитель вводится специальный диод ($Л_3$ на рис. 14-8). Он позволяет регулировать постоянную составляющую выходного сигнала усилителя, а следовательно, и уровень средней яркости экрана приемной трубки, синфазно с изменением средней освещенности передаваемых кадров.

Предположим, что мощность синхронизирующих сигналов на входе детектора постоянна, а средняя освещенность при передаче двух кадров изображения существенно различна. Тогда огибающая выходного сигнала детектора при передаче светлого кадра соответствует рис. 14-9,*а*, а при передаче темного кадра — рис. 14-9,*б*. Переменные состав-

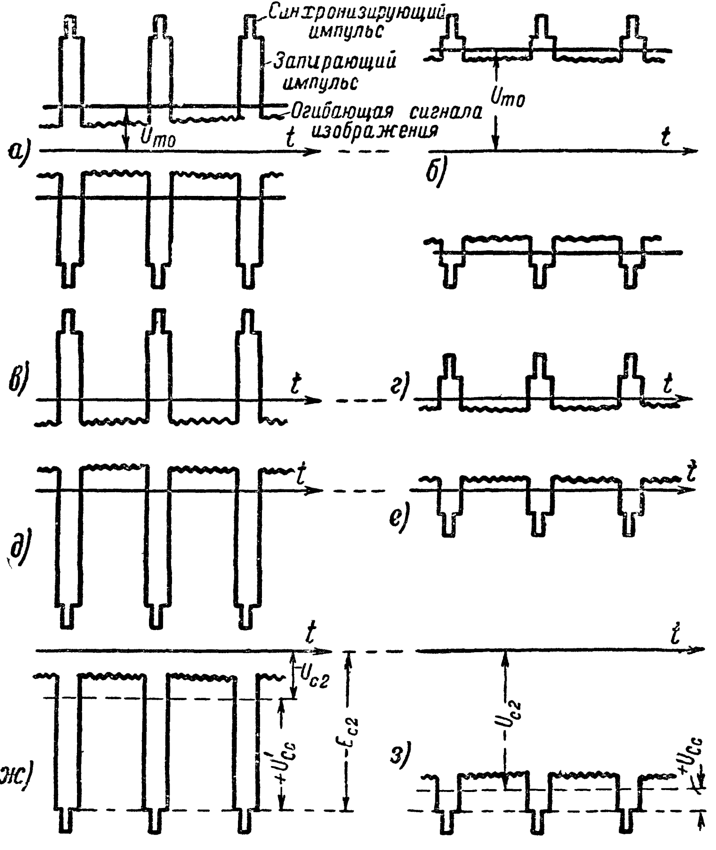


Рис. 14-9. Диаграммы напряжений к объяснению восстановления постоянной составляющей.

ляющие сигнала на входе лампы $Л_1$ (рис. 14-8) будут соответствовать при этом рис. 14-9,*в* и *г*, а на ее аноде — рис. 14-9,*д* и *е*. Из последних двух диаграмм видно, что запирающие и синхронизирующие строчные импульсы своим „плюсом" прикладываются к аноду и сетке лампы $Л_3$, включенной диодом. Под их воздействием через конденсатор C_c и лампу $Л_3$ потечет ток, который быстро зарядит конденсатор C_c до величины напряжения U_{Cc}, так как заряд происходит через малое сопротивление R_1. Полярность заряда конденсатора C_c показана на рис. 14-8. После окончания запирающего импульса ток лампы $Л_1$ резко упадет и конденсатор C_c начнет медленно разряжаться через большое сопротивление R_c и сопротивления R_2, R_3, R_4, R_5, катушку L_1 и внутреннее сопротивление источника питания E_a. При этом на сопротивлении R_c создается падение напряжения U'_{Cc}, которое по величине почти равно напряжению U_{Cc}, так как сопротивление R_c много больше остальной суммы разрядных сопротивлений. Следовательно, результирующее смещение на сетке $Л_2$ равно $-E_{c2}+U'_{Cc}=-U_{c2}$ и будет различным при изменении средней освещенности передаваемых кадров. В анодной цепи $Л_2$ переходного конденсатора нет. Поэтому постоянная составляющая выходного напряжения каскада непосредственно подводится к приемной трубке и изменяется прямо пропорционально средней освещенности передаваемого кадра (обратно пропорционально величине U_{c2}). В результате средняя яркость свечения экрана приемной трубки будет пропорциональна средней яркости передаваемых кадров.

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ ДЛЯ ПОВТОРЕНИЯ

1 Каковы сигналы, создающиеся на выходе приемной телевизионной антенны?

2 Какова должна быть полоса пропускания каналов изображения и звукового сопровождения в телевизионном приемнике?

3 Почему высококачественная передача телевизионных сигналов возможна только на СВЧ?

4. Каким образом разделяются сигналы изображения и звукового сопровождения в телевизионном приемнике прямого усиления и супергетеродинном приемнике?

5 Какие элементы содержат блок-схемы телевизионных приемников, построенных по схеме прямого усиления и супергетеродинной схеме? Их назначение?

6. Каковы особенности схем отдельных каскадов телевизионных приемников?

7 Какими методами корректируется форма частотной характеристики канала изображения?

8 Как следует включать электроды диода детектора канала изображения телевизионного приемника?

9 Для чего служат цепи, восстанавливающие постоянную составляющую сигнала изображения?

ГЛАВА ПЯТНАДЦАТАЯ

ПРАВИЛА ПОСТРОЕНИЯ БЛОК-СХЕМ И ПРИНЦИПИАЛЬНЫХ СХЕМ ПРИЕМНИКОВ

15-1. ВЫБОР И РАСЧЕТ БЛОК-СХЕМЫ ПРИЕМНИКА

После того как сформулированы основные требования к радиоприемнику, приступают к выбору и расчету его блок-схемы. Этот расчет иногда называют предварительным расчетом приемника, так как он должен дать исчерпывающие исходные сведения для расчета отдельных каскадов приемника. В процессе выполнения указанной работы в отдельных случаях возможны некоторое изменение и уточнение основных исходных данных Выбирая и рассчитывая блок-схему, стремятся к тому, чтобы все требования, предъявляемые к приемнику, выполнялись при минимальном числе каскадов, минимальных экономических затратах и наибольшей простоте конструктивного оформления отдельных узлов и блоков.

Основные параметры радиовещательных приемников определены ГОСТ 5651-51. В зависимости от качественных показателей радиовещательные приемники делятся на четыре класса. К приемникам первого класса относятся самые высококачественные, а к приемникам четвертого класса — самые дешевые и с низкими по качеству показателями.

Рассмотрим методику выбора и расчета блок-схемы приемника на следующем примере.

Пример 15-1. Выбрать и рассчитать блок схему радиовещательного приемника, удовлетворяющего следующим исходным данным номинальная выходная мощность 2 *ва*, диапазоны рабочих частот 0,15 — 0,415, 0,52 — 1,6 и 3,9 — 12,1 *Мгц*, промежуточная частота 465 *кгц*, чувствительность при 0,1 номинальной мощности на всех рабочих частотах не ниже 120 *мкв*, ослабление при расстройке на 10 *кгц* не менее 30 *дб*, полоса пропускания 7 *кгц*, ослабление зеркального канала на средних и длинных волнах не менее 35 *дб*, а на коротких волнах не менее 13 *дб*, ослабление сигналов с промежуточной частотой не менее 35 *дб*, система АРУ должна обеспечивать изменение выходного напряжения приемника не более чем в 2 раза при изменении входных сигналов в 250 раз, чувствительность с гнезд

звукоснимателя при номинальной мощности не менее 0,25 *в* Приемник, удовлетворяющий этим требованиям, согласно ГОСТ 5651-51 относится ко второму классу.

Выбор блок-схемы приемника. Согласно заданным ослаблению при расстройке на 10 *кгц* и полосе пропускания коэффициент прямоугольности резонансной кривой $K_{n30\partial б} = K_{n31,6}$ приемника должен быть не более $\frac{20}{7} = 2,86$. Рассматривая обобщенные кривые *1* на рис. 4-4, 4-7, 4-8 и 4-9, соответствующие резонансным усилителям с одним, двумя, тремя и четырьмя каскадами, замечаем, что для четырехкаскадного резонансного усилителя $K_{n31,6} = \frac{\xi_{31,6}}{\xi_{1,41}} = \frac{2,3}{0,45} = 5,1$. Следовательно, используя приемник прямого усиления с четырьмя каскадами усилителя высокой частоты, невозможно удовлетворить заданные требования по избирательности и полосе пропускания. Анализ показывает, что эти требования не будут удовлетворены и десятикаскадным резонансным усилителем. Применяя в тракте промежуточной частоты приемника три пары связанных контуров при критической связи (кривая *3* на рис. 4-8), можно получить $K_{n31,6} = \frac{\xi_{31,6}}{\xi_{1,41}} = \frac{2,46}{1,0} = 2,46$, что лучше требуемого. Следовательно, одни эти контуры, настроенные на промежуточную частоту, обеспечат требуемую избирательность всего приемника.

Если использовать в усилителях высокой и промежуточной частоты одинаковые лампы, то согласно (5-21) коэффициент устойчивого усиления каскада усилителя промежуточной частоты в 5,1 раза больше, чем для каскада усилителя высокой частоты на наивысшей рабочей частоте. Благодаря этому для получения нужного усиления в супергетеродинном приемнике потребуется меньшее число каскадов, чем в приемнике прямого усиления.

На основании сказанного выше приходим к выводу, что рассчитываемый приемник следует строить по супергетеродинной схеме.

Выбор числа и эквивалентной добротности контуров приемника. Согласно сказанному выше для обеспечения заданной избирательности в тракте промежуточной частоты требуется не более трех пар связанных контуров при критической связи. При этом уровню отсчета полосы пропускания соответствует обобщенная расстройка, равная

1,0 (кривая *3* на рис. 4-8). Поэтому согласно (4-13а) эквивалентная добротность контуров должна быть $Q_{э\,пр} = \frac{1,0\ 465}{7} = 66$, что конструктивно вполне осуществимо.

Оценку избирательности по зеркальному каналу следует производить в конце каждого диапазона (§ 9-5). Тогда согласно (4-13) для длинноволнового диапазона обобщенная расстройка для оценки ослабления зеркального канала будет $\xi_{дв} = \frac{2f_{пр}Q_{э\,с}}{f_{макс\ дв}} \frac{(2f_{макс\ дв} + 2f_{пр})}{(f_{макс\ дв} + 2f_{пр})}$. Будем считать эквивалентную добротность контуров усилителя высокой частоты и входной цепи равной 60. Тогда получим

$$\xi_{дв} = \frac{2\cdot 0,465\cdot 60}{0,42} \frac{(0,84 + 0,93)}{(0,42 + 0,93)} = 175.$$

Аналогично для средневолнового и коротковолнового диапазонов

$$\xi_{св} = \frac{2\ 0,465\cdot 60}{1,6} \frac{(3,2 + 0,93)}{(1,6 + 0,93)} = 57,$$

и

$$\xi_{кв} = \frac{2\cdot 0,465\cdot 60}{12,1} \frac{(24,2 + 0,93)}{(12,1 + 0,93)} = 8,9.$$

Согласно второму свойству обобщенной кривой одиночного контура при $\xi > 3$ можно считать, что $d \approx \xi$. Поэтому при одном контуре до преобразователя частоты заданное ослабление по зеркальному каналу будет удовлетворено, так как требуется $d_{з.дв} = d_{з\,св} = 56$ и $d_{з.кв} = 4,6$.

По заданию ослабление сигналов промежуточной частоты должно быть не менее 56 (35 *дб*). Один входной контур с $Q_{э.с} = 60$ в каждом из диапазонов на частоте, наиболее близкой к $f_{пр}$, будет иметь следующие обобщенные расстройки:

$$\xi_{дв} = \frac{2\,(465 - 415)\cdot 60}{415} = 14,5,$$

$$\xi_{св} = \frac{2\cdot(520 - 465)\ 60}{520} = 12,7$$

и

$$\xi_{кв} = \frac{(3\,900 - 465)\cdot 60}{3\,900} \frac{(7\,800 + 3\,435)}{(3\,900 + 3\,435)} = 81.$$

Следовательно, один входной контур дает ослабление сигналов с $f_{пр}$ не менее чем в 14,5; 12,7 и 81 раз соответственно на длинноволновом, средневолновом и коротковол-

новом диапазонах. Таким образом, на первых двух диапазонах применение одного входного контура не дает заданного ослабления сигналов с промежуточной частотой. Обеспечить выполнение этого требования на всех диапазонах можно двумя путями: применением двух контуров до преобразователя частоты, а следовательно, и каскада усилителя высокой частоты, или включением параллельного контура (фильтр-пробки) между входным контуром и зажимом антенны, настроенного на промежуточную частоту приемника. Такой фильтр ослабляет сигналы промежуточной частоты в 10—15 раз, что вполне достаточно, а конструктивно и экономически применение фильтра значительно проще, чем введение в схему приемника каскада УВЧ. Окончательное решение по этому вопросу примем после того, как выясним, необходим ли в приемнике усилитель высокой частоты с точки зрения обеспечения требующейся чувствительности приемника.

Выше мы пренебрегли влиянием входного контура на полосу пропускания приемника. Согласно формуле (4-12) полоса пропускания этого контура на длинноволновом, средневолновом и коротковолновом диапазонах изменяется соответственно от 2,5 до 6,9 *кгц*, от 8,7 до 27 *кгц* и от 65 до 200 *кгц*. Следовательно, практически он будет влиять на полосу пропускания приемника только на длинноволновом диапазоне. Но это влияние можно устранить, снизив добротность длинноволнового контура в три раза. При этом ухудшение избирательности приемника по зеркальному каналу и ослабление сигналов с промежуточной частотой будут в допустимых пределах, что легко проверить, выполнив расчеты, аналогичные вышеприведенным.

Коэффициент диапазонов для длинноволнового, средневолнового и коротковолнового диапазонов приемника должен быть соответственно равен 2,77; 3,08 и 3,1. При настройке контуров преселектора с помощью конденсаторов переменной емкости каждый из диапазонов приемника можно свободно перекрыть. Поэтому в приемнике должно быть три частных диапазона. Согласно данным глав 4 и 5 емкость схемы в цепях преселектора обычно не превышает 30 *пф*. Следовательно, для настройки контуров преселектора пригоден конденсатор с изменением емкости от 15 до 460 *пф*. Такой конденсатор при $C_{сх} = 30$ *пф* обеспечит

$$k_д = \sqrt{\frac{460 + 30}{15 + 30}} = 3,3,$$

что больше требующегося.

Выбор типа ламп и числа каскадов. Для получения заданной выходной мощности наиболее подходит лампа типа 6П6С, отдающая нагрузке в нормальном режиме 3,1 *вт*. При этом на ее вход необходимо подвести напряжение сигнала с амплитудой 12,5 *в*. Если положить к. п. д. выходного трансформатора равным 0,7, то лампа должна отдавать мощность $P_Л = \frac{P_н}{\eta_{тр}} = \frac{2,0}{0,7} = 2,9$ *вт*. При фиксированной нагрузке мощность пропорциональна квадрату напряжения. Чувствительность приемников рассчитывается при нормальной выходной мощности, соответствующей нормальному коэффициенту модуляции 30%, и равной 10% от номинальной мощности. Поэтому для получения требующейся нормальной выходной мощности приемника на вход его выходной лампы необходимо подводить напряжение

$$U_{с\,вых} = 12,5\sqrt{0,1\,\frac{2,9}{3,1}} = 3,85 \approx 4 \text{ в}.$$

Так как напряжение от звукоснимателя при нормальной мощности составляет $\sqrt{0,1 \cdot 0,25} = 0,08$ *в*, то коэффициент усиления каскада усилителя низкой частоты должен быть равен

$$\frac{U_{с\,вых}}{0,08} = \frac{3,85}{0,08} = 48.$$

Для получения такого усиления используем триодную часть лампы типа 6Г2. Один ее диод применим в детекторе, а второй — в выпрямителе АРУ.

Для преобразователя частоты выберем лампу типа 6А7 ($S_{пр} = 0,45$ *ма/в*), обеспечивающую в заданном диапазоне частот устойчивую работу без отдельного гетеродина.

В усилителе промежуточной частоты применим лампу типа 6К3 ($S = 2,3$ *ма/в*, $C_{прох} = 0,003$ *пф*, $C_{вх} = 7$ *пф*, $C_{вых} = 6$ *пф*). При заданной промежуточной частоте она обеспечивает устойчивый коэффициент усиления

$$5,3\sqrt{\frac{2,3}{0,465 \cdot 0,003}} = 215.$$

При этом согласно формуле (6-12) эквивалентное сопротивление нагрузочных контуров должно быть

$$R'_{0э} = \frac{K_{0\,уст}}{0,5S} = \frac{215}{0,5 \cdot 2,3 \cdot 10^{-3}} = 188 \text{ ком}.$$

Для получения такого эквивалентного сопротивления в соответствии с (4-11) требуется емкость контура

$$C_э = \frac{66}{6,28 \cdot 4,65 \cdot 10^5 \cdot 1,88 \cdot 10^5} = 122 \ пф.$$

Если разброс параметров лампы считать равным $\pm 20\%$, то согласно формуле (6-11) и значения функции θ_3 (3) из табл. 6-2 минимальное значение емкости контура, обеспечивающее устойчивость полосы пропускания, должно быть

$$C_{э.мин} \geqslant 1,83 \cdot 1,4 \cdot 66 = 170 \ пф.$$

Поэтому, выбирая емкость контуров равной 170 *пф*, получим:

$$R'_{0э} = \frac{66}{6,28 \cdot 4,65 \cdot 10^5 \cdot 170 \cdot 10^{-12}} = 135 \ ком,$$

усиление одного каскада

$$K_0 = 0,5 \cdot 2,3 \cdot 10^{-3} \cdot 135 \cdot 10^3 = 155$$

и

$$K_{пр} = 0,5 \cdot 0,45 \cdot 10^{-3} \cdot 135 \cdot 10^3 = 30.$$

Следовательно, если в приемнике применить два каскада усиления промежуточной частоты на лампе типа 6К3, то общее усиление по промежуточной частоте составит

$$K_{0пр} = K_{пр} K_0^2 = 30 \cdot 155^2 = 7,2 \cdot 10^5.$$

Положив $K_{в.ц.мин} = 3$, получим амплитуду напряжения на входе детектора

$$E_{m\, вх.\, дет} = E_A K_{в\, ц} K_{опр} = 120 \cdot 3 \cdot 7,2 \cdot 10^5 = 259 \ в,$$

что превышает допустимое напряжение для диодов, равное 100 *в*.

Если предположить, что в приемнике будет один каскад усиления высокой частоты и один каскад усиления промежуточной частоты, то при лампе 6К3 на конце коротковолнового диапазона $K_{0уст}$ составит всего $5,3 \sqrt{\frac{2,3}{12,1 \cdot 0,003}} = 42$. Полагая $C_{э\, макс} = 500$ *пф*, получим:

$$R'_{0э\, мин} = \frac{60}{6,28 \cdot 12,1 \cdot 10^6 \cdot 500 \cdot 10^{-12}} = 1,58 \ ком.$$

$$K_{0\, мин} = 2,3 \cdot 10^{-3} \cdot 1,58 \cdot 10^3 = 3,6,$$

$$K_{0\, макс} = K_{0\, мин} k_д = 3,6 \ \frac{12,1}{3,9} = 11,2,$$

что значительно меньше $K_{0\,уст}$. Для обеспечения требований избирательности в тракте промежуточной частоты должно быть три пары контуров. При одном каскаде усилителя промежуточной частоты в нагрузку преобразователя частоты следует поставить две пары контуров, почему его коэффициент преобразования согласно данным § 6-3 уменьшится в 4 раза и будет равен 7,5. Считая, как и раньше, $K_{в.ц} = 3$, получим:

$$E_{m\,вх.\,дет} = E_A\, K_{в.ц} K_{0\,мин\,УВЧ}\, K_{пр}\, K_{0\,УПЧ} =$$
$$= 120 \cdot 3 \cdot 3{,}6 \cdot 7{,}5 \cdot 155 = 1{,}5\ в.$$

Для нормальной работы детектора достаточно подвести к нему сигнал с амплитудой несущей порядка 2—3 *в*. С этой точки зрения подходят оба рассмотренных варианта блок-схемы высокочастотной части приемника.

Проверим, какова должна быть минимальная амплитуда сигнала на входе детектора для удовлетворения заданных требований на работу задержанной АРУ. Будем полагать, что регулировкой охватываются два каскада с лампой 6К3 и один с лампой 6А7 при $E_0 = 0$ *в*. Пользуясь кривой *1* рис. 12-1 и 15-1, составим табл. 15-1 величин крутизны этих ламп при разных добавочных регулирующих напряжениях.

Таблица 15-1

$E_{АРУ}$, *в*	0	2,5	5,0	7,5	10
$S_{6А7}$, *ма/в*	0,45	0,4	0,2	0,08	0,04
$S_{6К3}$, *ма/в*	2,3	2,1	1,4	0,9	0,55
$S^2_{6К3}$, $(ма/в)^2$	5,3	4,41	1,96	0,81	0,303
$S_{6А7} \cdot S^2_{6К3}$, $(ма/в)^3$	2,38	1,77	0,39	0,0648	0,012

По этим данным на рис. 15-1 построен график зависимости $S_{6А7} S^2_{6К3}$ от $E_{АРУ}$ (кривая *2*). На основании исходных данных из формулы (12-3) вычисляем

$$(S_{6А7}\, S^2_{6К3})_{мин} = \frac{p}{m}\,(S_{6А7}\, S^2_{6К3})_{макс} = \frac{2}{250} \cdot 2{,}38 =$$
$$= 0{,}019\ (ма/в)^3.$$

По кривой *2* рис. 15-1 находим, что этой величине соответствует $\Delta U_p = 9{,}5$ *в*. Минимальную величину несущей сигнала на входе детектора и напряжение задержки вычисляем по формуле (12-4):

$$E_{m\,мин} = \frac{9{,}5}{2-1} = 9{,}5 \text{ в}.$$

Таким образом, для обеспечения нормальной работы детектора и выпрямителя АРУ на вход детектора следует

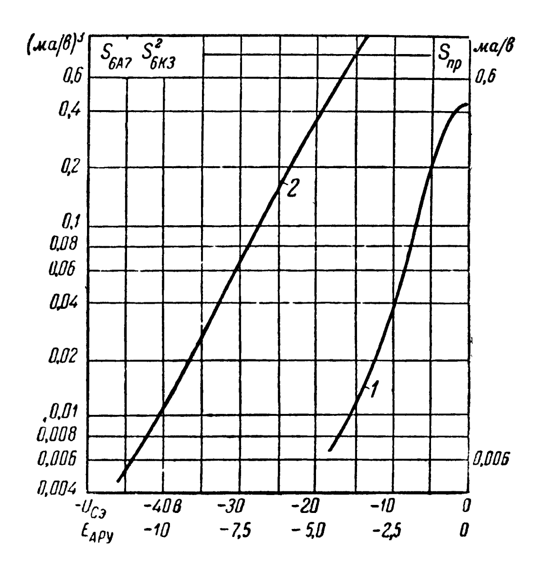


Рис. 15-1. Зависимость крутизны преобразования от напряжения смещения для лампы 6А7.

подавать сигнал с амплитудой не менее 9,5 *в*. Поэтому второй вариант блок-схемы с одним каскадом усилителя высокой частоты не подходит. С учетом сказанного выбираем блок-схему приемника по первому варианту. Она изображена на рис. 15-2.

Уточним коэффициент усиления по промежуточной частоте. Для этого будем считать $E_{m\,вх.\,дет} = 10$ *в* (с некоторым запасом по сравнению с требующимися 9,5 *в*). Тогда

$$K_{0\,пр} = \frac{E_{m\,вх.\,дет}}{E_A K_{в.ц}} = \frac{10 \cdot 10^6}{120 \cdot 3} = 2{,}78 \cdot 10^4.$$

Но, с другой стороны,

$$K_{0np}=K_{np}K^2_{0УПЧ}=0,5S_{np}R'_{0э}(0,5SR'_{0э})^2=0,125S_{np}S^2R'^3_{0э}.$$

Поэтому эквивалентное сопротивление нагрузочных контуров преобразователя частоты и усилителя промежуточной частоты должно быть

$$R'_{0э}=\sqrt[3]{\frac{2,78\cdot 10^4}{0,125\cdot 0,45\cdot 10^{-3}\cdot 2,3^2\cdot 10^{-6}}}=45,2\ ком,$$

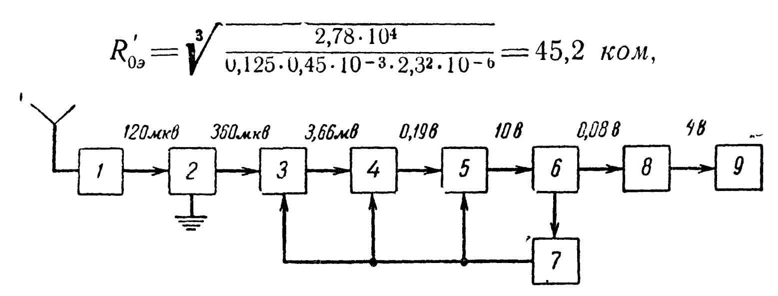


Рис. 15-2. Блок-схема приемника.

1 — фильтр; 2 — входная цепь; 3 — преобразователь частоты (6А7), 4 — первый каскад усиления по промежуточной частоте (6К3), 5 — второй каскад усиления по промежуточной частоте (6К3); 6 — детектор (диод 6Г2), 7 — выпрямитель АРУ (диод 6Г2), 8 — предварительный каскад усиления по низкой частоте (триод 6Г2); 9 — оконечный каскад (6П6С)

а их емкость согласно (4-11)

$$C_э=\frac{66}{6,28\cdot 4,65\cdot 10^5\cdot 4,52\cdot 10^4}=500\ пф.$$

При этом получим $K_{np}=10,2$, а $K_{0УПЧ}=52$. На этом расчет блок-схемы приемника может быть закончен, так как все исходные данные для расчета каждого каскада найдены. На рис. 15-2 в точках соединения каскадов приведены цифры, соответствующие амплитуде напряжения сигнала, получающиеся в данных точках схемы при $E_A=120$ *мкв*.

15-2. КЛАССИФИКАЦИЯ ОСНОВНЫХ ЦЕПЕЙ РАДИОПРИЕМНИКА

В предыдущих главах были рассмотрены физические процессы, происходящие в отдельных каскадах приемника, составлены их принципиальные схемы и приведены необходимые соотношения для количественной оценки работы каскадов. На основании этого в данной главе выясним общие правила построения принципиальных схем приемников.

Принципиальной схемой радиоприемника называется графическое изображение всех элементов, входящих в схемы его каскадов, полностью отображающее все соединения между отдельными элементами схемы радиоприемника, с применением специальных условных обозначений.

Как в принципиальных схемах отдельных каскадов, так и в полной принципиальной схеме радиоприемника можно выделить четыре типа электрических цепей, отличающихся по своему целевому назначению.

1. Цепи переменного тока рабочей частоты (или нескольких частот в каскадах преобразования и детекторных каскадах) — цепи передачи напряжения сигнала из одного каскада в другой.

2. Цепи постоянного тока для питания анодов и экранных сеток ламп.

3. Цепи постоянного напряжения для создания смещения на управляющих сетках ламп.

4. Цепи питания нитей накала ламп.

При составлении полной принципиальной схемы приемника нужно так электрически соединить между собой элементы соседних в его блок-схеме каскадов, чтобы не было нарушения в работе всех четырех цепей. При этом следует особо обращать внимание на то, чтобы для первой и второй цепей соединительные элементы не создавали участков короткого замыкания, а для второй и третьей — разрывов гальванической связи между плюсом источника питания и анодом или экранной сеткой и между сеткой и катодом для каждой лампы.

Нити накала ламп приемника могут соединяться по трем схемам: а) параллельной; б) последовательной; в) смешанной. Выбор той или иной схемы обычно определяется напряжением источника питания и рабочим напряжением накала ламп. Чаще всего применяется параллельная схема, при высоковольтных источниках — последовательная.

В приемниках СВЧ через общие цепи питания нитей накала могут возникнуть вредные паразитные связи между катодами ламп различных каскадов за счет емкости катод—нить накала, которая обычно составляет несколько пикофарад. Для предотвращения возникновения этих связей в цепь питания нитей накала ламп высокочастотных каскадов приемников СВЧ включают высокочастотные дроссели. Других особенностей в цепях питания нитей накала ламп нет и они не требуют детального рассмотрения в последующем.

Особое место в схемах соединений между каскадами могут занимать цепи различных регуляторов (например, регулятор тембра рис. 12-8). Однако их всегда можно отнести к нагрузке каскада. Поэтому в дальнейшем мы не будем останавливаться на рассмотрении их подключений в схему приемника.

15-3. СОЕДИНИТЕЛЬНЫЕ ЦЕПИ МЕЖДУ СМЕЖНЫМИ КАСКАДАМИ ПРИЕМНИКА

Смежными каскадами приемника будем называть такие, которые соединяются друг с другом цепями, передающими полезный сигнал в направлении от входа к выходу приемника или регулирующее напряжение по цепям систем автоматических регулировок.

Рассмотрим методику составления принципиальной схемы радиоприемника на отдельных примерах объединения двух смежных каскадов блок-схемы в общую схему, учитывая сказанное ранее.

Соединение входной цепи с каскадом резонансного усилителя. В данном случае соединительные элементы должны обеспечить подачу на участок сетка—катод лампы высокочастотного напряжения с контура входной цепи и напряжения смещения на управляющую сетку лампы с катодного сопротивления. Остальные из перечисленных в § 15-2 цепей в рассматриваемом месте соединения отсутствуют.

Роторы в блоке конденсаторов переменной емкости обычно соединены с шасси приемника, тем самым один полюс контура входной цепи (нижний на схеме рис. 15-3) через цепь $R_к C_к$ подключен к катоду лампы. Следовательно, остается соединить верхний полюс контура с сеткой лампы. Выполнив это соединение (штриховая линия на рис. 15-3), замечаем, что оно обеспечивает нормальную работу первой и третьей цепей, что и требуется для составления нашей принципиальной схемы.

Если усиление данного каскада усилителя должно регулироваться системой АРУ, то напряжение от выпрямителя АРУ может быть подано на управляющую сетку лампы через катушку контура входной цепи, как показано на рис. 15-4. «Плюс» напряжения выпрямителя АРУ обычно соединяется с шасси радиоприемника (см. схемы рис. 12-2 и 8-8). Для предотвращения замыкания накоротко выхода выпрямителя АРУ через ротор контурного конденсатора входной цепи в контур последней включается разделитель-

ный конденсатор $C_ф$, который вместе с сопротивлением $R_ф$ образует развязывающий фильтр цепи сетки данного каскада. Сопротивление $R_ф$ может быть выбрано достаточно большим, порядка 0,5—1,5 *Мом*, так как по нему постоянные токи не протекают. Емкость конденсатора $C_ф$ следует выбирать из неравенств (5-11) и (5-10).

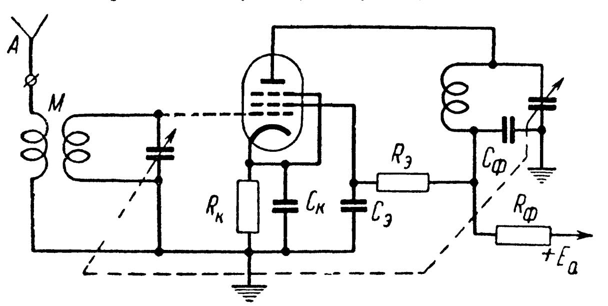


Рис 15-3. Принципиальная схема соединения входной цепи с резонансным усилителем.

Соединение двух каскадов резонансного усилителя. В этом случае между соединяемыми каскадами должны быть три первые цепи, определенные в § 15-1. Рассмотрим, как их осуществить наиболее просто.

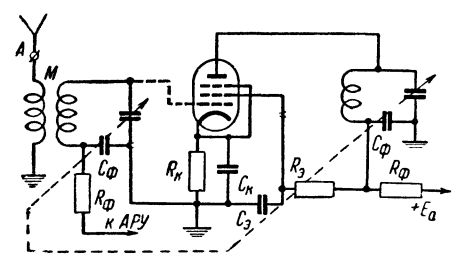


Рис. 15-4. Принципиальная схема соединения входной цепи с резонансным усилителем, усиление которого регулируется системой АРУ.

Благодаря гальваническому соединению с шасси приемника ротора конденсатора переменной емкости нагрузочного контура первого каскада нижний конец этого контура через цепь $R_{к2}$ $C_{к2}$ соединяется с катодом лампы последующего каскада. Поэтому для передачи выходного напряжения рабочей частоты от первого каскада ко второму не-

обходимо соединить высокопотенциальный полюс контура первого каскада с управляющей сеткой лампы второго каскада.

Если предыдущий каскад собран по схеме последовательного питания анодной цепи, то это соединение выполнить в виде непосредственной гальванической связи нельзя, так как плюс анодного напряжения будет подан на управляющую сетку лампы второго каскада. Поэтому соединение

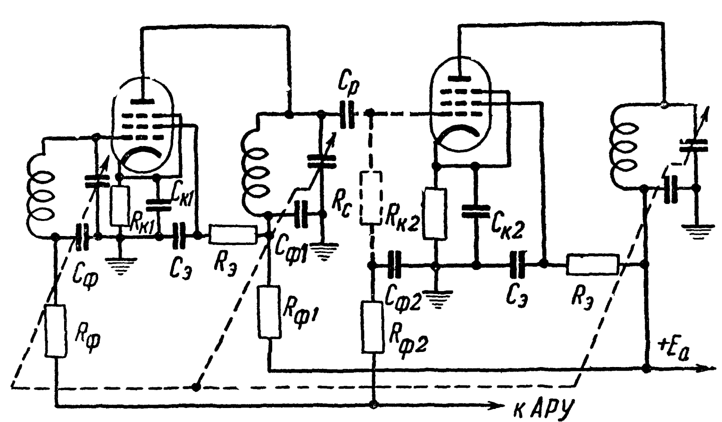


Рис 15-5. Принципиальная схема соединения двух каскадов резонансного усилителя при последовательном питании анодных цепей.

следует осуществить через разделительный конденсатор C_p При этом напряжение смещения на управляющую сетку второй лампы может быть подано через сопротивление утечки R_c. Таким образом, в данном случае для осуществления заданного соединения требуется применение двух добавочных элементов: разделительного конденсатора C_p и сопротивления утечки R_c.

Может показаться, что сопротивление R_c является лишним и его можно заменить проводником, через который будет подано смещение на управляющую сетку лампы. Но это неверно, так как при таком соединении нагрузочный контур предыдущего каскада окажется закороченным для переменных токов рабочей частоты, что недопустимо.

Соединительные элементы для рассматриваемого случая показаны на рис. 15-5 штриховой линией. Сопротивление $R_{ф_1}$ и конденсатор $C_{ф_1}$ являются развязывающим фильтром анодной цепи первого каскада, а сопротивление

$R_{ф_2}$ и конденсатор $C_{ф_2}$ выполняют ту же функцию для сеточной цепи второго каскада.

Если питание анодной цепи предыдущего каскада осуществляется по параллельной схеме, то соединение каскадов можно произвести непосредственно, как показано на рис. 15-6. При таком соединении все три основные цепи каскадов не будут нарушены. В этом случае не требуется специальных соединительных элементов, ибо они уже имеются в самой схеме параллельного питания анодной цепи

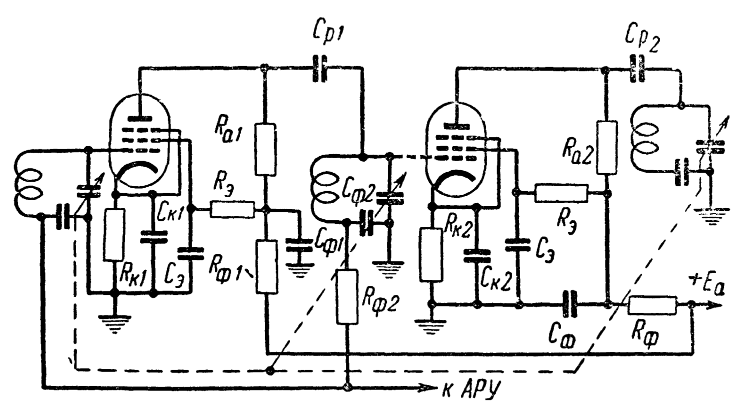


Рис. 15-6. Принципиальная схема соединения двух каскадов резонансного усилителя при параллельной схеме питания.

лампы предыдущего каскада (сопротивление R_{a1} и конденсатор C_{p_1}). Величины сопротивлений R_{a1} и R_{a2} должны быть выбраны так, чтобы их шунтирующее действие на контур было в допустимых пределах. Емкость конденсатора C_p следует выбирать из неравенства (5-3), заменив R_c на $R_{c\ э\ макс}$.

Таким же образом может быть выполнено соединение каскада усилителя высокой частоты с преобразователем частоты. В случае применения двухконтурных фильтров в качестве нагрузки каскадов усилителя промежуточной частоты и каскада преобразователя частоты соединение между этими каскадами не требует применения специальных переходных соединительных элементов Этому способствует то, что анодный контур фильтра обычно не имеет гальванической связи с сеточным, через катушку которого может быть подано напряжение смещения на управляющую сетку лампы последующего каскада.

Соединение усилителя высокой или промежуточной частоты с детектором. Если в каскаде, предшествующем детектору, применена трансформаторная связь контура с лампой, схема параллельного питания, или нагрузкой служат два связанных контура, то выходной контур этого каскада не имеет гальванической связи с плюсом источника анодного напряжения (рис. 5-1,*б*, *в* и 4-5). Поэтому при соединении его со входом детектора, выполненного по любой схеме, не требуется никаких дополнительных элементов. Выходной контур усилительного каскада будет в этом случае представлять контур, изображенный на рис. 8-4,*а*, 8-8, 8-11,*а*, 8-10,*а* и 8-12.

Но, если в предшествующем детектору каскаде применяется непосредственное или автотрансформаторное включение контура при последовательной схеме питания, то катушка контура оказывается соединенной с плюсом источника анодного напряжения (рис. 5-1,*а* или 15-5) и ее нельзя использовать для замыкания цепи детектора по постоянному току. Поэтому в данном случае следует применять схему параллельного диодного или сеточного детектора (рис. 8-8). Схему параллельного сеточного детектора можно получить из схемы последовательного сеточного детектора, изображенной на рис. 8-9,*а*, если в ней сопротивление R включить параллельно участку сетка—катод лампы. Тогда конденсатор C будет одновременно разделительным, предотвращающим попадание плюса анодного напряжения на вход детекторной лампы.

Способы соединения детекторов с каскадами усилителей низкой частоты и гетеродинов с преобразовательной лампой подробно рассмотрены раньше и не требуют дополнительных объяснений. Следует иметь в виду, что при больших значениях промежуточной частоты сопротивление входного контура на частоте гетеродина и гетеродинного контура на частоте сигнала могут быть малыми. Вследствие этого они могут взаимно закорачивать друг друга (см. § 9-3).

Пользуясь разобранными примерами и учитывая необходимость соблюдения работоспособности ранее указанных первых трех цепей, можно составить полную принципиальную схему радиоприемника, имеющего ту или иную блок-схему при выбранных схемах отдельных каскадов.

15-4. МЕТОДЫ И СХЕМЫ ПЕРЕКЛЮЧЕНИЯ ДИАПАЗОНОВ

В 20-х и начале 30-х годов нашего века не было хороших конструкций переключателей и еще не применялась одноручечная настройка всех контуров приемника. Поэтому

тогда в многодиапазонных приемниках наиболее распространенным методом перехода с одного диапазона на другой было применение сменных катушек, вставлявшихся с помощью штепсельных вилок в специальные гнезда на панели приемника, или катушек с отводами. В современных приемниках для контуров каждого диапазона применяются отдельные катушки, которые при переходе с одного диапазона на другой переключаются специальным переключателем. Переключатели конструируются так, что при переходе их подвижных контактов с одного положения в другое во

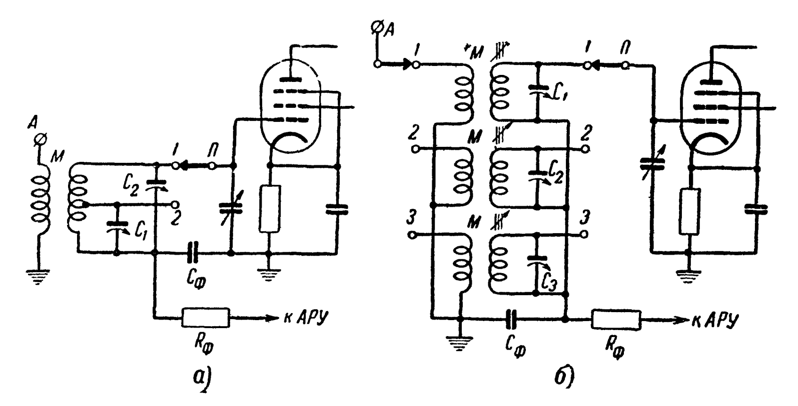


Рис. 15-7. Схемы многодиапазонных входных цепей.

всех контурах приемника происходят выключение ранее включенных катушек и включение другого комплекта катушек, необходимых для работы на данном диапазоне (рис. 15-7,*б*). В простейших приемниках, имеющих не более двух диапазонов, для их переключения часто применяются катушки с отводами (рис. 15-7,*а*).

Недостатками применения катушек с отводами являются: взаимозависимость налаживания каждого диапазона, невозможность подстройки контура индуктивностью и влияние свободной части катушки на ее работающую секцию. Действительно, если в процессе эксплуатации или ремонта приемника потребуется изменить емкость подстроечного конденсатора C_1 (рис. 15-7,*а*), включенного для подгонки начальной емкости контура на средневолновом диапазоне, то это неизбежно изменит начальную емкость контура длинноволнового диапазона и потребует соответствующей регулировки емкости конденсатора C_2. Кроме того, налаживание приемника в этом случае необходимо начинать с самого

коротковолнового диапазона, что не всегда удобно. По той же причине невозможно подстраивать контур индуктивностью, так как на каждом диапазоне, как правило, требуется свое положение подстраивающего сердечника. При положении переключателя *П* на втором контакте (работа на средневолновом диапазоне) верхняя часть катушки остается свободной. Она образует вместе с собственной и монтажной емкостями колебательный контур, частота которого может оказаться лежащей в пределах диапазона рабочих частот нижней секции; этот контур будет отбирать бо́льшую часть энергии от основного контура на частотах, близких к собственной частоте. Применение секционированных катушек с магнитными сердечниками усиливает вредное влияние свободных секций, так как сердечник увеличивает связь между секциями.

Все эти недостатки отсутствуют у схемы переключения диапазонов, изображенной на рис. 15-7,*б*. Может показаться, что большим недостатком этого метода является необходимость иметь большее число катушек и, следовательно, большие общие размеры приемника. Однако практически это не так. В данной схеме можно применить катушки с магнитными сердечниками, что значительно сокращает их размеры и часто повышает добротность. Поэтому этот метод переключения диапазонов в настоящее время имеет наибольшее распространение.

15-5. ПРАВИЛА ЧТЕНИЯ ПРИНЦИПИАЛЬНЫХ СХЕМ ПРИЕМНИКОВ

При налаживании приемника той или иной конструкции, при изучении схем приемников необходимо правильно определить назначение и принцип работы каждого его каскада и каждого элемента схемы. Кроме того, в практической работе часто требуется определить назначение и основные параметры приемника, пользуясь только его принципиальной схемой и спецификацией к ней. Для решения этих задач необходимо уметь читать принципиальную схему приемника.

Назначение каждого каскада в общей схеме радиоприемника можно определить по следующим основным признакам.

а) По схеме и параметрам нагрузки. Так, например, нагрузкой каскада усилителя высокой частоты обычно является резонансный контур, настраивающийся, как правило, конденсатором переменной емкости; нагрузкой усилителя

промежуточной частоты чаще всего является полосовой фильтр из двух связанных контуров и т. д.

б) По типу и схеме использования лампы. В каскадах усилителя высокой и промежуточной частоты обычно используются высокочастотные пентоды, обладающие большой крутизной и весьма малым значением емкости между анодом и управляющей сеткой (например, 6К3, 6Ж3П). Кроме того, в приемниках, имеющих систему АРУ, регулируется усиление именно этих каскадов. В детекторных каскадах большинства современных приемников используются диоды. В каждом отдельном случае эти основные признаки могут иметь небольшие специфические отличия.

Основные правила и порядок чтения принципиальных схем приемников можно сформулировать следующим образом.

Определение типа блок-схемы приемника. Чтобы выяснить тип блок-схемы приемника, нужно установить наличие или отсутствие преобразователя частоты в его схеме. Если в схеме приемника имеется преобразователь частоты, то очевидно, что он построен по супергетеродинной схеме. Если преобразователь частоты отсутствует, то приемник построен по схеме прямого усиления.

Рассматривая схему приемника прямого усиления, следует установить, есть ли в ней регенеративный каскад. Чаще всего регенеративным каскадом является сеточный детектор, что облегчает его выявление. Однако иногда положительная обратная связь осуществляется в каскадах усилителя промежуточной частоты малоламповых супергетеродинных приемников с целью увеличения их чувствительности и избирательности.

После этого определяют наличие или отсутствие гетеродинного детектора, что позволяет более точно установить назначение приемника и тип его блок-схемы. Затем определяют типы и схемы регуляторов, имеющихся в приемнике, и выясняют, с какими каскадами связаны отдельные регуляторы. И, наконец, изучают особенности цепей питания отдельных каскадов приемника. Это также может помочь в определении целевого назначения приемника. Питание приемника от батарей укажет на то, что приемник предназначается для использования в сельских местностях, переносных установках и т. п. Питание от низковольтных аккумуляторов через вибропреобразователь будет свидетельствовать о предназначении приемника к установке на автомобиле.

Основные признаки каскада преобразователя частоты. Главным отличительным признаком преобразователя частоты является наличие трех цепей переменного тока с различными частотами: а) сигнальной, идущей от антенны и имеющей частоту f_c; б) гетеродинной, получающей напряжение от гетеродина, с частотой $f_г$; в) нагрузочной, включаемой в анодную цепь лампы и настроенной на частоту $f_{пр}$. Различие частот этих цепей легко установить по параметрам контуров, имеющихся в них.

В соответствии с этим можно указать еще на ряд отличительных особенностей схемы каскада преобразователя частоты.

Наличие гетеродина с положительной обратной связью. Конденсатор переменной емкости, настраивающий контур гетеродина, является составной частью блока переменных конденсаторов. В контуре гетеродина длинноволновых и коротковолновых приемников почти всегда имеются конденсаторы сопряжения настройки (C_2 на рис. 9-10 и 9-12, C_{36} и C_{37} на рис. 15-8).

Специфическая схема нагрузки. В анодную цепь преобразовательной лампы включены контуры, настроенные на постоянную частоту (промежуточную частоту), причем очень часто нагрузкой преобразователя частоты служат полосовые фильтры из двух связанных контуров.

В телевизионных и импульсных приемниках нагрузкой преобразователя частоты может быть одиночный резонансный контур. С целью расширения полосы пропускания этот контур обычно шунтируется активным сопротивлением 1—5 *ком*. Это позволяет отличить контур промежуточной частоты от сигнальных контуров, которые в этих приемниках, как правило, имеют только элемент подстройки частоты (подвижный сердечник или подстроечный конденсатор). При этом преобразовательный каскад будет первым от антенны, имеющим нагрузку, настроенную на промежуточную частоту.

В преобразователе частоты применяется специальная лампа с числом сеток более трех (например, гептод типа 6А7). Иногда в преобразовательном каскаде используются обычные усилительные лампы, но электроды их включаются в некоторых случаях по специальной схеме.

Основные признаки каскада усилителя высокой частоты. Каскад усилителя высокой частоты на принципиальной схеме находится между входом приемника и преобразователем частоты или детектором. Нагрузкой его обычно является

резонансный контур. В приемниках длинных, коротких и метровых волн чаще всего контур настраивается конденсатором переменной емкости. По его емкости и индуктивности контурной катушки можно примерно судить о рабочем диапазоне волн приемника. В многодиапазонных приемниках нагрузочный контур усилителя высокой частоты имеет ряд катушек, которые коммутируются с помощью переключателя диапазона (тоже контуры входной цепи и гетеродина) Это резко отличает высокочастотные контуры от контуров промежуточной частоты.

В каскадах усилителя высокой частоты используются высокочастотные пентоды. В приемниках СВЧ на частотах выше 300 *Мгц* усилитель высокой частоты обычно выполняется на триодах по схеме с общей сеткой.

Основные признаки каскада усилителя промежуточной частоты. Каскады усилителя промежуточной частоты следуют непосредственно за преобразователем частоты. В современных приемниках в усилителе промежуточной частоты применяются только высокочастотные пентоды. Их нагрузкой чаще всего служат двухконтурные полосовые фильтры, настроенные на фиксированную частоту (есть элемент подстройки частоты, но нет элемента настройки, связанного с ручкой управления). По параметрам контуров, приводимым в спецификации, можно определить значение промежуточной частоты. В телевизионных и импульсных приемниках нагрузкой усилителя промежуточной частоты чаще служит одиночный контур. Как правило, он шунтируется сравнительно малым активным сопротивлением, 1—5 *ком.*

Усиление каскадов усилителя промежуточной частоты, как правило, регулируется системой АРУ.

Основные признаки детекторных каскадов. В супергетеродинном приемнике детектор идет непосредственно за последним каскадом усилителя промежуточной частоты, а в приемнике прямого усиления — за последним каскадом усилителя высокой частоты. В детекторных каскадах современных приемников, как правило, применяются диоды (как отдельные, так и в комбинации с усилительными лампами, например двойной диод-триод, рис. 8-8). Нагрузкой диодных детекторов служит параллельная цепочка из активного сопротивления и конденсатора, от которых через разделительный конденсатор (C_1 на рис. 8-8) напряжение низкой частоты подводится к усилителю низкой частоты.

В телевизионных и импульсных приемниках часто отсутствует конденсатор, шунтирующий нагрузочное сопротив-

ление, но в этом случае, как правило, выход детектора соединяется со входом усилителя низкой частоты через специальный дроссель фильтра.

Характерна схема соединения элементов детектора: последовательная (чаще) или параллельная.

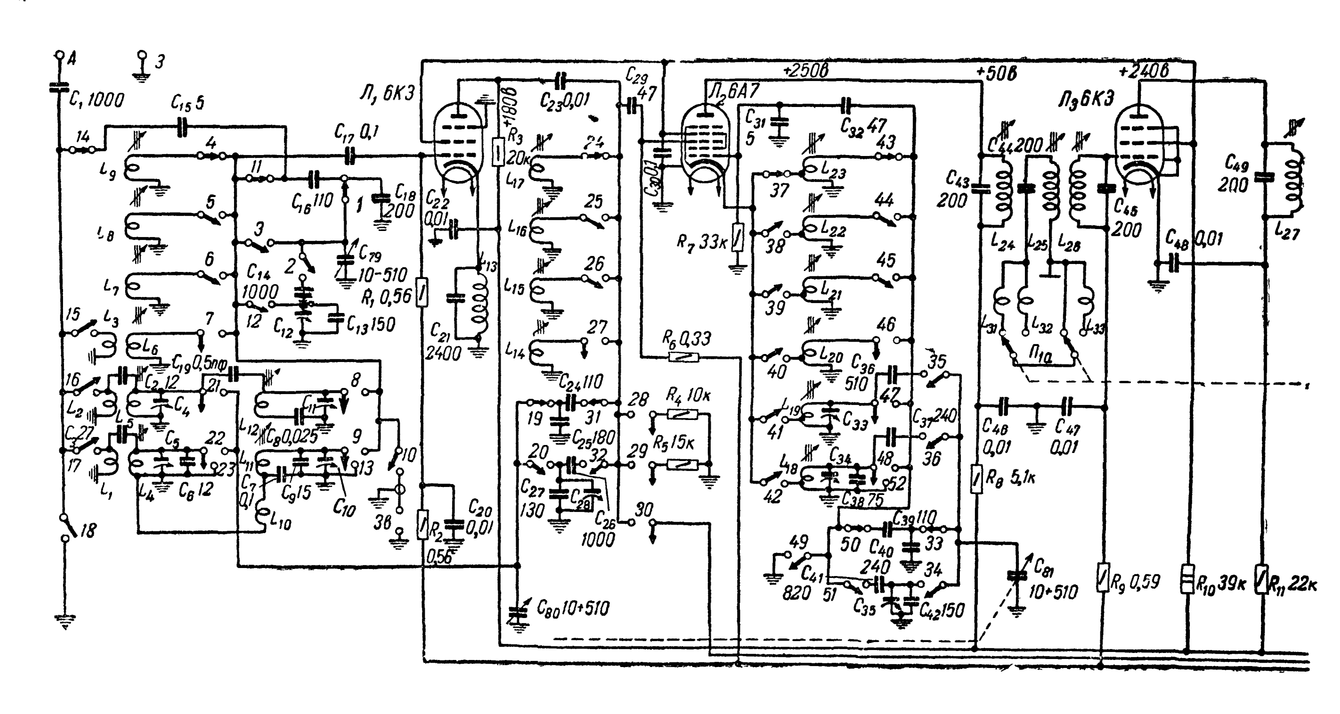
Основные признаки каскадов усилителя низкой частоты. Усилитель низкой частоты находится в приемнике между детектором и выходом (последние каскады). Нагрузкой его служат активное сопротивление, дроссель или трансформатор низкой частоты. Выходной каскад большинства приемников (кроме импульсных), как правило, имеет трансформаторное подключение оконечного аппарата. В усилителях низких частот обычных приемников применяются триоды, тетроды или пентоды с малым внутренним сопротивлением и сравнительно большой емкостью между анодом и сеткой.

Практическое применение приведенных выше правил рассмотрим в следующем параграфе.

15-6. РАЗБОР ПРИНЦИПИАЛЬНОЙ СХЕМЫ ПРИЕМНИКА

На рис. 15-8 приведена полная принципиальная схема приемника первого класса «Октябрь». Краткое описание схемы и конструктивных элементов этого приемника приведено в журнале «Радио» № 8 за 1954 г.

Определим блок-схему приемника. Во втором его каскаде используется специальная преобразовательная лампа — гептод типа 6А7. Можно предположить, что данный каскад является преобразователем частоты. Нагрузкой лампы 6А7 служат три связанных контура: $L_{24}C_{43}$, $L_{25}C_{44}$ и $L_{26}C_{45}$ с фиксированной настройкой, что также является характерным для преобразовательного каскада. Используя данные табл. 15-2, в которой приведены значения индуктивностей различных катушек приемника, по формуле (4-2) легко вычислить его промежуточную частоту $f_{пр} \approx \frac{159}{\sqrt{600 \cdot 200}} = 0{,}46$ *Мгц*. Контурные катушки $L_{18} \div L_{23}$ имеют отводы от середины, соединяющиеся с катодом лампы 6А7. Одни концы этих катушек заземлены и, следовательно, по токам высокой частоты соединены с сеткой c_2. Вторые концы катушек соединяются с сеткой c_1. Все это характерно для схемы гетеродина. Отмеченные выше признаки характерны только для преобразователя частоты, поэтому убеждаемся, что каскад с лампой 6А7 действительно является преобразователем частоты с промежуточной частотой порядка


A
3
C1 1000
C15 5
14
4
11
C17 0,1
Л1 6К3
+180в
R3 20к
C23 0,01
C29 47
+250в
Л2 6А7
C31 5
C32 47
+50в
+240в
Л3 6К3
C16 110
C18 200
C22 0,01
C79 10-510
C14 1000
C12
C13 150
R1 0,56
C21 2400
R7 33к
C30 0,1
C43 200
C44 200
C45 200
C49 200
C48 0,01
L24
L25
L28
L27
L31
L32
L33
П1а
C19 0,5пф
C2 12
C4
C5
C6 12
C7 0,1
C8 0,025
C9 15
C10
C11
C24 110
C25 180
C26 1000
C27 130
C28
R6 0,33
R4 10к
R5 15к
C36 510
C37 240
C33
C34
C38 75
C39 110
C40 240
C41 820
C35
C42 150
C46 0,01
C47 0,01
R8 5,1к
C81 10÷510
C80 10÷510
R2 0,56
C20 0,01
R9 0,59
R10 39к
R11 22к

25 Зак. 496

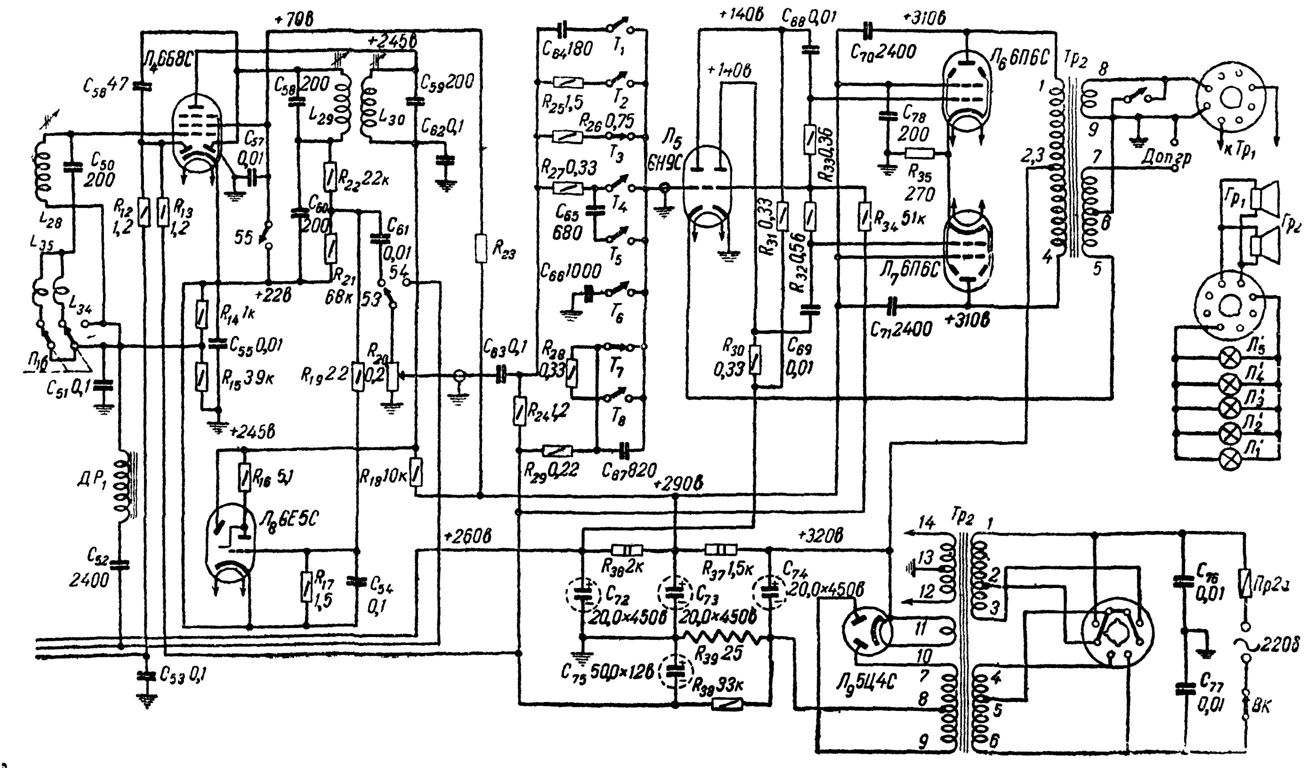


Рис. 15-8. Принципиальная схема приемника.

460 *кгц*. Следовательно, приемник собран по супергетеродинной схеме.

В гетеродинной части преобразователя частоты имеется шесть сменных катушек, что говорит о наличии в приемнике шести разных диапазонов. Во входной цепи также имеется шесть сменных катушек ($L_4 \div L_9$). Это подтверждает предположение о шести диапазонах рабочих частот приемника.

Таблица 15-2

Обозначение на схеме	Индуктивность, *мкгн*	Обозначение на схеме	Индуктивность, *мкгн*
L_{1}	10 000	L_{19}	94
L_{2}	920	L_{20}	2,6
L_{3}	3	L_{21}	4,3
L_{4}	2 420	L_{22}	2,4
L_{5}	206	L_{23}	1,45
L_{6}	3,15	L_{24}	600
L_{7}	4,6	L_{25}	600
L_{8}	2,8	L_{26}	600
L_{9}	1,65	L_{27}	600
L_{10}	~2,2	L_{28}	600
L_{11}	2 280	L_{29}	600
L_{12}	206	L_{30}	~20
L_{13}	49	L_{31}	~5
L_{14}	3,1	L_{32}	~1,2
L_{15}	4,6	L_{33}	~3
L_{16}	2,3	L_{34}	~0,4
L_{17}	1,65	L_{35}	~0,4
L_{18}	270		

В табл. 15-3 приведены данные о работе переключателя диапазонов. Цифры от *1* до *55*, определяющие столбцы таблицы, соответствуют номерам контактов переключателя, обозначенным на схеме. Семи различным положениям ручки переключателя диапазонов соответствуют семь строчек таблицы, обозначенных римскими цифрами от *I* до *VII*. Замыкание того или иного контакта переключателя отмечается точкой в соответствующей клетке таблицы. Так, например, контакт *14*, подключающий антенну к конденсатору связи C_{15}, замыкается только при первых трех положениях ручки переключателя диапазонов (т. е. на трех «суженных» коротковолновых диапазонах). Контакт *4* замыкается только при первом положении переключателя и подключает в схему катушку входного контура L_9 при работе приемника на 25-метровом диапазоне.

Каскад с лампой $Л_1$ (высокочастотный пентод типа 6К3) получает напряжение сигнала от входных контуров через

Таблица 15-3

Диапазон	1-я плата			2-я плата										3-я плата					4-я плата					5-я плата			
	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23	24	25	26	27
I 25 *м*	•			•							•			•					•					•			
II 31 *м*	•				•						•			•					•						•		
III 42 *м*	•					•					•			•					•							•	
IV 48—75 *м*		•					•					•			•					•							•
V средневолновый			•					•					•			•					•		•				
VI длинноволновый			•						•								•					•					
VII грамзапись										•								•									

Продолжение

Диапазон	5-я плата					6-я плата										7-я плата										8-я плата		
	28	29	30	31	32	33	34	35	36	37	38	39	40	41	42	43	44	45	46	47	48	49	50	51	52	53	54	55
I 25 *м*				•		•				•						•							•			•		
II 31 *м*				•		•					•						•						•			•		
III 42 *м*				•		•						•						•					•			•		
IV 48—75 *м*					•		•						•						•					•		•		
V средневолновый	•							•						•						•					•	•		
VI длинноволновый		•							•						•						•					•		
VII грамзапись			•																			•					•	•

конденсатор C_{17}. С нагрузки этого каскада через конденсатор C_{47} сигнал подается на третью (сигнальную) сетку лампы преобразователя частоты. Питание анодной цепи лампы выполнено по параллельной схеме. Нагрузкой на первых четырех диапазонах служат контуры со сменными катушками $L_{14} \div L_{17}$, а на двух последних — сопротивления R_4 и R_5, подключающиеся в анодную цепь лампы при замыкании контактов *28* и *29*. Следовательно, первый каскад приемника при четырех первых положениях переключателя диапазонов является резонансным усилителем, нагрузочный контур которого настраивается конденсатором переменной емкости C_{80}, а при положениях *V* и *VI* переключателя диапазонов — каскадом усилителя на сопротивлениях. Учитывая все сказанное, приходим к выводу, что данный каскад является усилителем высокой частоты.

Следует отметить, что существуют и другие способы изображения переключателей диапазонов на принципиальных схемах.

В третьем каскаде приемника, выполненном с высокочастотным пентодом 6К3 ($Л_3$), нагрузкой являются два связанных контура $L_{27}C_{49}$ и $L_{28}C_{50}$. Эти контуры настроены на фиксированную частоту и имеют такие же параметры, что и нагрузочные контуры лампы 6А7, от которых поступает напряжение сигнала на вход лампы $Л_3$. Поэтому можно с уверенностью сказать, что данный каскад является усилителем промежуточной частоты.

Четвертой лампой приемника является двойной диод-пентод типа 6Б8С. Ее пентодная часть соответствует высокочастотному пентоду. В анодной цепи пентодной части лампы включена нагрузка из двух связанных контуров $L_{30}C_{59}$ и $L_{29}C_{58}$, параметры которых одинаковы с параметрами других контуров, настроенных на промежуточную частоту. На сетку лампы подводится напряжение сигнала с выхода усилителя промежуточной частоты с лампой $Л_3$. Следовательно, пентодная часть данной лампы используется во втором каскаде усилителя промежуточной частоты.

Правый диод лампы $Л_4$ включен последовательно с выходным контуром последнего каскада усилителя промежуточной частоты и цепочкой из сопротивлений R_{21} и R_{22}, шунтированных конденсатором C_{60}, что соответствует схеме последовательного диодного детектора. Часть выходного напряжения детектора (с R_{21}) через конденсатор C_{61} подводится к переменному сопротивлению R_{20}. Подвижный контакт этого сопротивления через конденсатор C_{63} и сложную

корректирующую цепь соединен с сеткой левой части двойного триода 6Н9С ($Л_5$), использующегося обычно в каскадах усилителя низкой частоты. Следовательно, правый диод лампы $Л_4$ действительно использован в детекторе.

Рассмотрение схемы каскадов с лампами $Л_5$ и $Л_6$, $Л_7$ показывает, что они являются каскадами усилителя низкой частоты. Так, лампы $Л_6$ и $Л_7$ используются в двухтактном каскаде, нагрузкой которого являются два громкоговорителя, включенных в анодную цепь лампы через низкочастотный трансформатор $Тр_2$. Поэтому данный каскад является выходным каскадом приемника.

В анодных цепях триодов лампы $Л_5$ включены одинаковые нагрузочные сопротивления R_{31} и R_{30}, с которых через конденсаторы C_{68} и C_{69} напряжение сигнала подается на сетки ламп выходного каскада. Напряжение на сетку правого триода лампы $Л_5$ подается с сопротивления R_{34}. Его нижний конец по токам звуковой частоты через конденсатор C_{75} соединен с шасси приемника, а следовательно и с катодом правого триода. Верхний конец этого сопротивления через сопротивление R_{33} и конденсатор C_{68} подключен к аноду левого триода. Поэтому на сетку правого триода лампы подается часть выходного напряжения левой лампы (с R_{34}), находящегося в противофазе с напряжением на сетке левой половины лампы. В результате этого выходные напряжения левой и правой половин лампы $Л_5$ также находятся в противофазе, что и необходимо для работы следующего двухтактного выходного каскада.

Таким образом выяснена роль всех основных каскадов приемника. Остановимся теперь на схемах регулировок. Лампа $Л_8$ типа 6Е5С является электронно-лучевым индикатором настройки. Ее сетка подключена к нагрузке детектора через сопротивление R_{19} в 2,2 *Мом*. Левый диод лампы $Л_4$ через конденсатор C_{56} подключен параллельно выходному контуру усилителя промежуточной частоты. Кроме того, параллельно этому диоду присоединены последовательно включенные сопротивления R_{13}, R_{38}, R_{39}, R_{15} и R_{14}. Они являются нагрузкой этого диода по постоянному току. Но так как величина сопротивления R_{13} много больше суммы остальных сопротивлений, то практически только оно и является нагрузкой диода.

К аноду диода подключен фильтр R_{12} и C_{53} с большой постоянной времени. С конденсатора C_{53} этого фильтра выпрямленное напряжение подается на сетки ламп первых трех каскадов. Следовательно, левый диод лампы $Л_4$ исполь-

зуется в выпрямителе АРУ, действию которой подвержены только три первых каскада приемника.

Между катодом лампы $Л_4$ и шасси включены сопротивления R_{14} и R_{15}, по которым протекают катодные токи ламп $Л_4$ и $Л_8$ и создают на них падение постоянного напряжения. Плюс этого напряжения приложен к катоду лампы $Л_4$, а минус — к шасси приемника. Кроме того, в цепь левого диода $Л_4$ по постоянному току входит сопротивление R_{39}. По нему протекает суммарный ток питания анодов и экранных сеток всех ламп приемника и создает падение постоянного напряжения, плюс которого находится на шасси приемника, а минус на правом конце сопротивления. Следовательно, между катодом и анодом левого диода лампы $Л_4$ приложено отрицательное напряжение, равное сумме падений напряжений на сопротивлениях R_{14}, R_{15} и R_{39}. Поэтому выпрямитель АРУ является задержанным аналогично схеме рис. 8-8. Напряжение задержки здесь составляет около 20 *в*.

Катоды ламп $Л_1$, $Л_2$, $Л_3$ и $Л_5$ соединены с шасси приемника. Исходное смещение на сетки этих ламп поступает с сопротивления R_{39} через соответствующие развязывающие фильтры (для $Л_1$ через R_{38}, R_{13}, R_{12}, R_2 и R_1). Такой метод подачи исходного смещения на сетки ламп регулируемых каскадов выгоден тем, что при изменении регулирующего напряжения исходное смещение практически сохраняется постоянным. Получается это потому, что исходное смещение в основном определяется током лампы выходного каскада, который не зависит от силы принимаемого сигнала. Если же создать исходное смещение за счет падения напряжения на катодных сопротивлениях ламп регулируемых каскадов, то эти напряжения будут уменьшаться с ростом регулирующего напряжения из-за уменьшения анодного и экранного токов ламп, что ухудшит качество работы системы АРУ.

Связь между контурами, являющимися нагрузкой ламп $Л_2$ и $Л_3$, регулируется с помощью переключателей $П_{1а}$ и $П_{1б}$, которые переключают катушки связи L_{31}, L_{32}, L_{33}, L_{34} и L_{35}. Благодаря этому полосу пропускания можно изменить скачком с 5 до 10 *кгц*.

Регулировка тембра осуществляется переключателем тембра ($T_1 \div T_8$), посредством которого меняются переходные элементы между детектором и сеткой лампы $Л_5$. Этот переключатель имеет шесть положений. Его работа поясняется табл. 15-4. Ее построение аналогично построению табл. 15-3.

Регулировка тембра		Контакты переключателя							
Низкие звуковые частоты	Высокие звуковые частоты	T_1	T_2	T_3	T_4	T_5	T_6	T_7	T_8
I. Завал	Завал					•	•	•	
II. Средняя	Завал				•	•	•	•	
III. Средняя	Средняя			•				•	
IV. Подъем	Средняя			•					
V. Средняя	Подъем	•	•						•
VI. Подъем	Подъем	•	•						

В цепи катода первой лампы включен контур $L_{13}C_{21}$, настроенный на промежуточную частоту. Благодаря этому в первом каскаде образуется сильная отрицательная обратная связь для сигналов, частоты которых близки к f_{np}. Это обеспечивает надежное подавление сигналов, частоты которых близки к f_{np}. Следовательно, контур $L_{13}C_{21}$ заменяет фильтр-пробку.

В заключение рассмотрим работу каскадов приемника при воспроизведении грамзаписи. Согласно табл. 15-3 для воспроизведения грамзаписи переключатель диапазонов должен быть установлен в положение *VII*. При этом напряжение от звукоснимателя через замкнутый контакт *10* и конденсатор C_{17} подается на сетку лампы $Л_1$, в анодной цепи которой остается лишь сопротивление R_3, служащее ее нагрузкой. Таким образом, лампа $Л_1$ ставится в режим работы обычного реостатного усилителя низкой частоты (сопротивление контура $L_{13}C_{21}$ для токов звуковой частоты можно считать равным нулю). Усиленное звуковое напряжение через конденсатор C_{23} и замкнутые контакты *30* и *54* поступает на потенциометр ручного регулятора громкости R_{20} и дальше на вход лампы $Л_5$.

Чтобы при воспроизведении грамзаписи исключалась возможность приема сигналов через антенну, приняты следующие меры. Контакт *18* заземляет антенну, а контакт *49* замыкает на шасси сетку гетеродинной части лампы, что

срывает колебания гетеродина. Контакт *55* подключает к катоду лампы $Л_4$ ее экранную сетку и это, резко снижая напряжение на экранной сетке, уменьшает усиление каскада. Кроме того, увеличивается падение напряжения на сопротивлении R_{14}, являющееся смещением на сетке лампы $Л_4$, что также способствует ее запиранию.

С целью ослабления влияния входного контура и нагрузочного контура усилителя высокой частоты на полосу пропускания приемника при работе в диапазонах длинных и средних волн (см. пример 15-1), на этих диапазонах входная цепь построена по схеме сложного двухконтурного фильтра, а нагрузка лампы $Л_1$ является апериодической (сопротивление R_4 или R_5). В этом легко убедиться, пользуясь схемой и табл. 15-3. Полоса пропускания этих фильтров колеблется от 12 до 30 *кгц*, и они практически не влияют на суммарную полосу пропускания приемника.

Схемы отдельных контуров входной цепи, усилителя высокой частоты и гетеродина на разных диапазонах легко составить, пользуясь табл. 15-2, а по данным схемы и табл. 15-3 можно рассчитать граничные частоты диапазонов. На этом можно закончить описание и разбор схемы приемника, так как все интересующие нас вопросы выяснены.

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ ДЛЯ ПОВТОРЕНИЯ

1. Какие основные параметры приемника определяют выбор его блок-схемы?
2. Каково целевое назначение расчета блок-схемы приемника?
3. Из каких условий выбирают количество и качество контуров, которые должны быть применены в приемнике?
4. На основании каких данных следует выбирать тип ламп и число различных каскадов приемника?
5. Каковы основные цепи радиоприемника и правила их включения?
6. Каковы преимущества и недостатки переключения диапазонов с использованием отдельных катушек в каждом диапазоне?
7. Каковы основные правила чтения принципиальных схем приемников и определения целевого назначения отдельных каскадов?
8. Можно ли по принципиальной схеме и спецификации к ней ориентировочно определить основные параметры приемника: диапазон рабочих частот, промежуточную частоту, чувствительность и избирательность? Как это сделать?

ЗАДАЧИ

1 Приемник должен иметь промежуточную частоту 465 *кгц* и диапазоны рабочих частот примера 15-1 Эквивалентная добротность сигнальных контуров по конструктивным соображениям не должна превышать 40 Сколько контуров должно быть в приемнике до пре-

образователя частоты, чтобы обеспечить ослабление зеркального канала, превышающее 60, 50 и 25 *дб* для длинноволнового, средневолнового и коротковолнового диапазонов соответственно (требования к приемникам первого класса)?

Ответ: Два контура.

2. Каким будет реальное ослабление зеркального канала по данным задачи 1?

Ответ 90, 67 и 31,6 *дб*.

3. Каким будет ослабление зеркального канала по данным задачи 1, если из обоих контуров образовать фильтр с критической связью (как сделано на длинноволновом и средневолновом диапазонах приемника «Октябрь», см рис. 15-8)?

Ответ 84, 60,0 и 25,6 *дб*.

4. Какова будет наименьшая полоса пропускания сигнальных контуров по данным задачи 1?

Ответ: 2,4, 8,3 и 63 *кгц*.

5 Какова будет наименьшая полоса пропускания сигнальных контуров по данным задачи 3?

Ответ: 5,3, 18,4 и 139 *кгц*.

6. Сколько пар контуров с критической связью и при какой эквивалентной добротности должно быть в приемнике, если его промежуточная частота 465 *кгц*, полоса пропускания 6 *кгц* (наименьшая) и ослабление при расстройке 10 *кгц* не менее 46 *дб* (требования к приемникам первого класса)?

Ответ: 4 пары с эквивалентной добротностью не менее 67,5.

ГЛАВА ШЕСТНАДЦАТАЯ

НАЛАЖИВАНИЕ РАДИОПРИЕМНИКА

16-1. ОБЩИЕ ЗАМЕЧАНИЯ И АППАРАТУРА ДЛЯ НАЛАЖИВАНИЯ ПРИЕМНИКА

Налаживание приемника выполняется после окончания его сборки и монтажа. Основными задачами при налаживании являются: 1) проверка правильности монтажа отдельных каскадов и приемника в целом; 2) налаживание работы выпрямителя; 3) проверка и подгонка режима работы ламп отдельных каскадов; 4) регулировка отдельных каскадов приемника, обеспечивающая получение нужного качества работы; 5) налаживание ручных и автоматических регуляторов.

При налаживании отдельных каскадов следует добиваться возможно лучшего совпадения их основных характе-

ристик с расчетными данными. Это позволит получить нужные характеристики всего приемника без дополнительных подгонок и испытаний. Налаживание приемника удобнее начинать с выходного каскада, переходя затем поочередно к предыдущим. При этом методе качественное налаживание можно выполнить с минимальным количеством наиболее простых и типовых измерительных приборов.

Для качественного налаживания каскадов приемника необходимы следующие измерительные приборы.

1) Комбинированный прибор для измерения постоянных и переменных напряжений, постоянного тока и сопротивлений (например, АВО-5М, ТТ-2). При отсутствии такого прибора он может быть заменен несколькими приборами, а именно высокоомным вольтметром (не менее 5—20 *ком/в*) постоянного напряжения с пределами измерения 0—10 *в*, 0—100 *в* и 0—500 *в*, вольтметром переменного напряжения с пределами измерения 0—10 *в* и 0—500 *в* и миллиамперметром постоянного тока с пределами измерений 0—20 *ма* и 0—100 *ма*.

2) Звуковой генератор (например, ЗГ-10).

3) Ламповый вольтметр (например, ВКС-7Б).

4) Генератор стандартных сигналов (например, ГСС-6), рабочие частоты которого включают в себя диапазон рабочих частот налаживаемого приемника.

5) Испытатель ламп (например, ИЛ-14).

6) Электронный осциллограф (например, ЭО-6) с приставкой для наблюдения резонансных кривых (например, РК-2).

7) Измеритель выхода (например, ИВ-4).

При отсутствии фабричных измерительных приборов могут быть использованы самодельные приборы, изготовленные по описаниям, приведенным в радиолюбительской литературе.

Наряду с описанием методики налаживания приемника с помощью указанной измерительной аппаратуры также будет дана упрощенная методика с использованием более простых приборов. Для упрощения последующего изложения типы применяемых измерительных приборов будут указываться сокращенно. Например, генератор стандартных сигналов типа ГСС-6 — просто ГСС-6, испытатель ламп ИЛ-14—ИЛ-14 и т. п.

Правильность монтажа проверяется путем сличения соединений, выполненных в приемнике, с принципиальной схемой. При этом необходимо проверять соответствие емкостей

конденсаторов и величин сопротивлений необходимым данным, проставленным на принципиальной схеме. Особое внимание следует уделять проверке качества паек и изоляции монтажных проводов в местах их пересечений друг с другом.

Правильность работы выпрямителя может быть определена измерением величины его выходного напряжения при нормальном нагрузочном токе и проверкой температурного режима силового трансформатора при работе под нагрузкой в течение 1,0—1,5 *ч*. Температура трансформатора не должна превышать 60—70° С. В качестве нагрузки может быть использован обычный реостат с сопротивлением, равным частному от деления напряжения, необходимого для питания приемника, на потребляемый им общий ток. При отсутствии такого реостата испытание выпрямителя может быть выполнено при подключении его выхода к цепям питания приемника. Но перед этим для предотвращения возможности короткого замыкания выхода выпрямителя нужно тщательно проверить монтаж приемника.

Налаживание усилителя низкой частоты не рассматривается в данной главе, так как эти усилители не излагались в книге.

16-2. ПРОВЕРКА И ПОДГОНКА РАБОЧЕГО РЕЖИМА ЛАМП

Эта работа выполняется после проверки правильности монтажа и налаживания выпрямителя. Лампы, использующиеся в приемнике, предварительно должны быть проверены с помощью ИЛ.

Подгонка рабочего режима ламп заключается в обеспечении нужных напряжений на электродах ламп каждого каскада. Для замеров пользуются АВО-5М или вольтметром постоянного тока. Соединительные провода вольтметра обычно снабжают специальными наконечниками, позволяющими прикасаться к любой точке монтажа приемника. Типовые напряжения на электродах ламп определяются по соответствующим справочникам или берутся из расчета отдельных каскадов приемника. Вначале следует подогнать режим ламп выходного каскада, потребляющих наибольший ток, чтобы в последующем изменение режима работы ламп этого каскада не сказалось на режимах работы ламп остальных каскадов. Затем можно подгонять режим ламп других каскадов, переходя поочередно от последнего каскада приемника к первому.

Подгонку режима ламп следует начинать с замера напряжений на электродах ламп и сравнения измеренных величин с требующимися по режиму. Точность подгонки напряжений на электродах лампы должна быть порядка $5 \div 10\%$. Если смещение на управляющие сетки ряда каскадов подается с общего сопротивления, включаемого в минусовый провод выпрямителя (как на рис. 15-8), то вначале измеряется это напряжение и подгоняется до нужной величины соответствующим изменением величины сопротивления. В каждом каскаде подгонку режима следует начинать с напряжения смещения, так как оно наиболее сильно влияет на величину анодного и экранного токов лампы. Замер напряжения смещения следует выполнять, подключая вольтметр непосредственно к концам сопротивления, с которого это напряжение снимается, а не между катодом и сеткой лампы. При подключении вольтметра между катодным и сеточным гнездами ламповой панели его показания будут сильно заниженными. Произойдет это потому, что вольтметр окажется включенным последовательно в общую цепь, состоящую из сопротивлений развязывающих фильтров и сопротивления утечки сетки лампы. Если, например, между шасси (катодом) и сеточным гнездом панели первой лампы приемника (рис. 15-8) включить ТТ-2 при шкале прибора 0—7,5 *в*, при которой его внутреннее сопротивление равно 50 *ком*, то прибор покажет только 1,4% от истинного напряжения смещения (3 *в*), т. е. 0,04 *в*. Действительно, последовательно с прибором и сопротивлением R_{39} будут еще включены R_{38} (33 *ком*), R_{13} (1,2 *Мом*), R_{12} (1,2 *Мом*), R_2 (560 *ком*) и R_1 (560 *ком*). Поэтому все напряжение 3 *в*, имеющееся на сопротивлении R_{39}, распределится на этих сопротивлениях пропорционально их величинам.

Затем подгоняют напряжение экранной сетки, подбирая величины сопротивлений, включенных в ее цепь. В последнюю очередь следует подгонять напряжение на аноде лампы соответствующим подбором величины сопротивления фильтра анодной цепи.

16-3. НАЛАЖИВАНИЕ ДЕТЕКТОРНОГО КАСКАДА

В детекторе нет настраивающихся элементов. Поэтому его налаживание заключается лишь в проверке правильности схемы и номинальных величин ее элементов. Практика показывает, что при расхождении данных деталей детектора с расчетными не более чем на 15—20% детектор работает нормально и искажения сигнала в нем невелики.

16-4. НАЛАЖИВАНИЕ УСИЛИТЕЛЯ ПРОМЕЖУТОЧНОЙ ЧАСТОТЫ

Усилитель промежуточной частоты налаживают после окончания регулировки усилителя низкой частоты, детектора и электронно-лучевого индикатора настройки. Его наладка заключается в настройке нагрузочных контуров и проверке устойчивости работы усилителя.

Для настройки усилителя промежуточной частоты требуется ГСС-6 и ИВ-4 или ламповый вольтметр. Чтобы точно настроить контуры усилителя, необходимо выключить систему АРУ. Этого можно добиться, закоротив конденсатор фильтра АРУ (C_{53} на рис. 15-8) или подав на вход регулируемого каскада такой сигнал, при котором амплитуда напряжения на входе выпрямителя АРУ будет меньше напряжения задержки.

Настройку начинают с последнего каскада. Измеритель выхода или ламповый вольтметр подключают к выходу приемника. Если в приемнике имеется электронно-лучевой индикатор настройки, то его также можно использовать в качестве индикатора выходного напряжения. ГСС включают на вход последнего каскада усилителя. Амплитуду напряжения на выходе ГСС устанавливают порядка 0,5 *в*, а коэффициент модуляции 0,3—0,5. Вращая ручку установки частоты ГСС в районе промежуточной частоты приемника, добиваются показаний индикатора выхода. При правильном подборе элементов нагрузочных контуров наибольшие показания измерителя выхода будут при частоте сигнала ГСС, весьма близкой к $f_{пр}$ приемника.

После этого ГСС настраивают точно на промежуточную частоту приемника и уменьшают амплитуду напряжения на его выходе до такого значения, при котором зависимость между выходным напряжением приемника и выходным напряжением ГСС будет линейной. Эта зависимость будет иметь место, если увеличению выходного напряжения ГСС в 2 или 3 раза соответствует такое же увеличение выходного напряжения приемника.

Выполнив описанные выше операции, приступают к настройке контуров. Начинают со второго контура. Перемещая магнитный сердечник его катушки (или подстраивая контур другим элементом настройки), добиваются максимального показания ИВ. При этом нужно иметь в виду, что магнитные сердечники контуров усилителя промежуточной частоты очень часто не имеют ограничителей в своем движении. Поэтому при вращении сердечника все время в одну сторону он вначале входит в катушку, увеличивая ее индук-

тивность, а затем выходит из нее, уменьшая ее индуктивность. Если при наибольшей индуктивности катушки (когда концы сердечника выходят с обеих сторон ее секций одинаково) собственная частота контура окажется выше f_{np}, то максимум показаний измерителя выхода, имеющий место в этом положении сердечника, будет характеризовать не точную настройку контура на промежуточную частоту, а наибольшее приближение его частоты к f_{np}. Для того чтобы убедиться в этом, нужно подключить к контуру конденсатор небольшой емкости и вновь подстроить контур. Если при этом максимум показаний измерителя выхода опять окажется при наибольшей индуктивности катушки, то это подтвердит сделанное предположение о том, что собственная частота контура была действительно выше f_{np}.

Чтобы добиться точной настройки контура, нужно вдвое увеличить емкость дополнительного конденсатора и повторить процесс настройки. Если теперь при максимальном показании измерителя выхода сердечник будет расположен несимметрично относительно секций катушки, то это покажет, что контур действительно точно настроен на f_{np}. После настройки контура дополнительный конденсатор необходимо внести внутрь экрана или соответственно увеличить емкость основного конденсатора контура и вновь, теперь уже окончательно, его подстроить.

Подобная же картина будет иметь место, если максимум показаний измерителя выхода окажется при полностью выведенном сердечнике из катушки. Однако в этом случае собственная частота контура будет ниже f_{np}. Постепенно (ступенями) уменьшая емкость контурного конденсатора на 8—12% и каждый раз подстраивая контур, необходимо добиться того, чтобы он был настроен на f_{np} при несимметричном расположении сердечника в катушке.

Очевидно, что с аналогичными явлениями можно столкнуться и при настройке контура подстроечным конденсатором, если максимумы показаний измерителя выхода будут соответствовать максимальной или минимальной емкостям подстроечного конденсатора.

По мере приближения частоты контура к f_{np} будет расти напряжение на выходе приемника. Поэтому, чтобы правильно вести настройку, нужно все время проверять, сохраняется ли линейная зависимость между выходным напряжением приемника и выходным напряжением ГСС. В случае

нарушения линейности нужно уменьшить напряжение на выходе ГСС.

После точной настройки второго контура аналогичным способом настраивают первый контур, добиваясь того, чтобы его настройка осуществлялась при неполном введении сердечника в катушку. Так как по мере приближения настройки контуров к $f_{пр}$ изменяется их влияние друг на друга, то после настройки первого контура нужно еще раз проверить настройку второго и затем первого контуров.

Настроив контуры, следует проверить форму резонансной кривой. Очень удобно и быстро это можно сделать, пользуясь осциллографом и специальной приставкой для наблюдения резонансных кривых (например, типа РК-1). При отсутствии приставки и осциллографа нужно снять резонансную кривую настроенного каскада.

Для этого напряжение на выходе ГСС подбирают таким, чтобы при линейной зависимости между $U_{вых}$ ГСС и $U_{вых}$ приемника стрелка прибора ИВ установилась на каком-либо целом делении шкалы. Затем, повысив частоту ГСС на 0,2 расчетной полосы пропускания каскада, изменяют напряжение на выходе генератора, пока показания измерителя выхода не станут прежними (как при точной настройке ГСС на $f_{пр}$). Полученные при этом значения $U_{вых}$ ГСС записывают в табл. 16-1.

Далее снова на столько же перестраивают частоту ГСС и опять определяют $U_{вых}$ ГСС, при котором получается прежнее $U_{вых}$ приемника. Аналогичные измерения проводят для

Таблица 16-1

f, *кгц*	$f_{пр}-\Delta F$	$f_{пр}-0{,}8\Delta F$	$f_{пр}-0{,}6\Delta F$	$f_{пр}-0{,}4\Delta F$	$f_{пр}-0{,}2\Delta F$	$f_{пр}$	$f_{пр}+0{,}2\Delta F$	$f_{пр}+0{,}4\Delta F$	$f_{пр}+0{,}6\Delta F$	$f_{пр}+0{,}8\Delta F$	$f_{пр}+\Delta F$
$U_{вых}$ ГСС						$U_{вых\,0}$					
$\frac{U_{вых}}{U_{вых\,0}}=d$						1					

всех частот, отмеченных в табл. 16-1, записывая в нее показания $U_{вых}$ ГСС. Деля полученные значения $U_{вых}$ ГСС на $U_{вых\,0}$ ГСС, которое было при точной настройке, заполняют третью строку таблицы. По данным первой и третьей строк строят резонансную кривую каскада в координатной системе d как функция от f или Δf (подобно рис. 1-4).

Если построенная кривая симметрична относительно $f_{пр}$ с точностью порядка $5 \div 10\%$ и не имеет резких выпадов, то настройку каскада можно считать оконченной. В случае асимметрии кривой (рис. 6-5) один из контуров шунтируют сопротивлением, подбирая его величину так, чтобы кривая стала симметричной. Настройка остальных каскадов усилителя ведется таким же образом, как описано выше, в порядке от последнего каскада к первому.

В § 4-2 было показано, что наилучшую форму одногорбая резонансная кривая имеет при критической связи, при которой параметр связи $\eta = 1$. Величину η легко измерить при настройке одного каскада усилителя, если имеется ламповый вольтметр. Для этого включают ламповый вольтметр параллельно первичному контуру и подстраивают контуры с учетом наличия в схеме лампового вольтметра. Затем, записав показания лампового вольтметра, разрывают цепь вторичного контура фильтра и вновь записывают показания лампового вольтметра. По соотношению между напряжениями при втором и первом замерах можно определить величину параметра связи из табл. 16-2.

Таблица 16-2

$\frac{U_2}{U_1}$	2,0	1,91	1,64	1,49	1,36	1,25	1,15	1,09	1,04
η	1	0,9	0,8	0,7	0,6	0,5	0,4	0,3	0,2

Если лампового вольтметра нет, то коэффициент η можно найти по величине коэффициента K_{n10}. Величину K_{n10} можно определить согласно формуле (6-1) из резонансной кривой усилителя. В табл. 16-3 приведены данные, связывающие величину η с K_{n10}.

Таблица 16-3

K_{n10}	3,2	3,6	4,1	4,3	4,4
η	1	0,9	0,75	0,6	0,5

Для увеличения η нужно увеличивать связь между контурами (сблизить катушки или увеличивать емкость $C_{св}$).

При настройке усилителя с расстроенными контурами главное внимание следует обращать на точность настройки отдельных контуров на соответствующие расчетные частоты и на совпадение реальной эквивалентной добротности контуров каскадов с их расчетными величинами. При невыполнении этих условий резонансная кривая усилителя может сильно отличаться от необходимой формы.

Если расстройка между каскадами больше критической (результирующая резонансная кривая усилителя имеет провал на средней частоте), то для настройки на вход последнего каскада усилителя присоединяют ГСС с включенной внутренней модуляцией, а на выход приемника — ИВ. Затем устанавливают частоту ГСС равной, требующейся для настройки этого каскада, и по максимуму показаний ИВ настраивают этот каскад. После этого переключают выход ГСС на вход предпоследнего каскада и аналогичным образом настраивают контур этого каскада. Таким же образом настраивают и другие каскады, предшествующие уже настроенным.

Если расстройка меньше или равна критической (резонансная кривая усилителя без провала), то каждый каскад усилителя лучше настраивать отдельно, включая на его вход ГСС, а на выход ЛВ и увеличивая после настройки емкость контура на величину входной емкости ЛВ (7 *пф* для ВКС-7).

Эквивалентную добротность контуров каскадов следует проверять измерением полосы пропускания с последующим пересчетом по формуле (4-12).

Отсутствие самовозбуждения отдельных каскадов и всего усилителя промежуточной частоты можно проверить, пользуясь следующими приемами. Если в настроенном усилителе общий коэффициент усиления равен произведению коэффициентов усиления отдельных каскадов, измеренных при неработающих других каскадах, то это является первым и главным признаком отсутствия вредных положительных и отрицательных обратных связей. При наличии положительных обратных связей коэффициент усиления всего усилителя будет больше произведения коэффициентов усиления его каскадов, а при наличии отрицательных обратных связей — меньше.

Аналогичную проверку устойчивости работы усилителя можно выполнить по сравнению полос пропускания всего

усилителя и отдельных его каскадов, используя данные табл. 5-3.

Качественная проверка устойчивости усилителя может производиться следующим образом. Включают на выход приемника телефон или осциллограф и телефон. Ставят ручной регулятор громкости на максимум и наблюдают характер напряжения на выходе приемника при отсутствии каких-либо сигналов на входе первого каскада усилителя. Если усилитель не самовозбуждается, то на выходе приемника не должно быть никаких напряжений, кроме небольшого шумового напряжения. Амплитуда шумового напряжения должна плавно уменьшаться при «выведении» ручного регулятора громкости. Следует отметить, что в приемниках третьего и второго классов, имеющих малое число каскадов, шумовое напряжение от одного усилителя промежуточной частоты (без преобразователя частоты) весьма мало и может не прослушиваться. Для проверки устойчивости работы усилителя, поставив ручной регулятор громкости на максимум, следует наблюдать за характером выходного напряжения приемника, двигая рукой вблизи элементов схемы усилителя и прикасаясь ею к баллонам ламп, экранам контурных катушек и другим заземленным элементам схемы. При этом нужно соблюдать осторожность и не касаться элементов схемы, находящихся под высоким напряжением по отношению к шасси приемника. В случае устойчивой работы усилителя при выполнении указанных манипуляций выходное напряжение приемника не должно претерпевать каких-либо изменений. При неустойчивой работе усилителя прикосновение руки к отдельным элементам схемы может вызвать резкое увеличение шумового напряжения, прослушивание в телефоне «щелчков» или свистов различной высоты. При включении осциллографа на выход приемника на его экране могут появиться резкие выбросы шумовой дорожки или ее сильное изгибание и размытие. Все это будет подтверждать склонность усилителя к самовозбуждению и неустойчивость его работы.

Устранение самовозбуждения в отдельных каскадах приемника и во всем приемнике в целом является весьма сложной и кропотливой работой. Очень трудно дать исчерпывающие рецепты на все частные случаи, встречающиеся в практике настройки. Основными мерами устранения неустойчивой работы усилителя являются: а) правильный выбор режима питания лампы и нагрузки каскада (в соответствии с расчетом); б) рациональный монтаж, предотвращающий образование паразитных связей между входом и

выходом отдельных каскадов и всего усилителя, в) надежная экранировка сеточных и анодных цепей, особенно в первых каскадах; г) правильное подключение развязывающих фильтров в цепи питания. Поэтому начинающим радиолюбителям не следует произвольно выбирать параметры схемы каскадов приемника и изменять их монтажную схему. При конструировании приемника нужно стремиться к тому, чтобы путь прохождения сигнала по элементам схем был по возможности ближе к прямой линии, на одном конце которой находится вход, а на другом — выход приемника.

В некоторых случаях повысить устойчивость работы приемника можно, уменьшая анодное или экранное напряжение ламп одного или нескольких каскадов. Но это неизбежно приведет к снижению чувствительности приемника.

Наиболее склонны к самовозбуждению и неустойчивой работе приемники, содержащие большое число каскадов и обладающие большим общим усилением. Поэтому никогда не следует усиление отдельных каскадов и всего приемника в целом поднимать выше требующихся по расчету. В условиях города и крупных населенных пунктов повышенную чувствительность приемника практически не удастся реализовать из-за большого уровня промышленных помех.

При настройке многокаскадных усилителей с большим коэффициентом усиления нужно учитывать возможность воздействия на вход усилителя различных внешних помех (от трамвая, электрических звонков, системы зажигания моторов и т. п.). Кроме того, такой усилитель может принимать сигналы радиостанций, частоты которых близки к промежуточной частоте настраиваемого приемника. Поэтому приемники, содержащие большое число каскадов и имеющие высокую чувствительность, лучше настраивать в специальных экранированных комнатах (см. § 17-5). При настройке таких приемников в обычных помещениях наличие на выходе приемника напряжений, отличных от шумового, следует сопоставлять с возможностью действия внешней помехи (моментом проезда автомобиля или трамвая, моментом действия электрического звонка и т. п.).

16-5. НАЛАЖИВАНИЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ЧАСТОТЫ

Налаживание преобразовательного каскада лучше всего производить с помощью ГСС и ИВ. Вместо последнего можно использовать любой ламповый вольтметр ЛВ. Налаживание можно разбить на два этапа: настройку нагрузочных контуров и настройку гетеродинной части.

Перед настройкой нагрузочных контуров замыкают накоротко контур гетеродина, чтобы сорвать его колебания и исключить попадание комбинационных составляющих в последующие каскады. Этим преобразовательный каскад превращается в обычный усилительный. Затем исключают действие системы АРУ, замкнув накоротко конденсатор фильтра АРУ. Далее подключают выход ГСС на сетку лампы первого каскада усилителя промежуточной частоты и настраивают ГСС по максимуму показаний ИВ, включенного на выход приемника. Это обеспечит точное совпадение настройки нагрузочных контуров преобразователя частоты с настройкой последующих каскадов приемника, настроенных ранее. Если нет ИВ или ЛВ, а в приемнике имеется индикатор настройки (лампа типа 6Е5С), то настройку можно вести по наибольшему сужению его затемненного сектора. Установку частоты ГСС следует производить при минимальном напряжении на его выходе, при котором еще можно производить четкие отсчеты по шкале ИВ. Это необходимо для того, чтобы избежать перегрузки последних каскадов усилителя промежуточной частоты и возможной вследствие этого неточной установки частоты ГСС.

Установив частоту ГСС, переключают его выход на сигнальную сетку лампы преобразователя частоты и настраивают нагрузочные контуры каскада по максимуму показаний ИВ, так же как и каскадов усилителя промежуточной частоты. Эту операцию также ведут при минимальном выходном напряжении ГСС.

Для настройки гетеродинной части каскада снимают перемычку, замыкавшую накоротко гетеродинный контур, оставив закороченным конденсатор фильтра АРУ, а ГСС подключенным к сигнальной сетке лампы преобразователя. Данная операция выполняется отдельно для каждого диапазона. Порядок настройки по диапазонам безразличен, если для каждого из них в гетеродинном контуре имеются отдельные катушки и подстроечные конденсаторы. Если для перехода с диапазона на диапазон применяют катушки с отводами, то настройку следует начинать с самого коротковолнового диапазона.

Настройку гетеродина начинают с проверки его работы по всему диапазону. Для этого с помощью блока конденсаторов переменной емкости делают емкость контура гетеродина минимальной, а подстроечный конденсатор и сердечник контурной катушки настраиваемого диапазона ставят в средние положения. Затем медленно вращают ручку уста-

новки частоты ГСС в районе максимальной рабочей частоты приемника для настраиваемого диапазона. Если гетеродин работает нормально, то ИВ отметит прием сигнала ГСС.

Чтобы убедиться в правильности частоты гетеродина и использовании его первой гармоники для образования напряжения промежуточной частоты (т. е. что $f_г = f_c + f_{пр}$), осуществляют прием сигнала ГСС по зеркальному каналу. Для этого перестраивают ГСС на зеркальную частоту и ищут ее более точно плавным вращением ручки настройки ГСС. Если разница между частотами прямого и зеркального каналов будет равна удвоенной промежуточной частоте приемника с точностью $\pm 3 \div 5\%$ (точность ГСС), то максимальная частота данного диапазона была определена правильно, если же нет, то следует искать максимальную частоту диапазона снова. Ошибка может произойти вследствие наличия гармоник у ГСС или у гетеродина.

Отсутствие приема сигнала ГСС как вблизи прямого, так и вблизи зеркального каналов может быть из-за отсутствия самовозбуждения гетеродина (ошибки в схеме, мала обратная связь, перепутаны концы катушек) или значительного ухода частоты его колебаний от значения $f_{с.макс} + f_{пр}$. И то и другое будет маловероятным, если все детали гетеродина были проверены перед постановкой в схему. Устранив найденные неисправности и добившись самовозбуждения гетеродина, проверяют его работу указанным выше способом через каждые 10 делений шкалы настройки.

Если имеется ЛВ, то убедиться в работе гетеродина можно значительно быстрее и проще. Включают ЛВ между гетеродинной сеткой преобразователя частоты и шасси приемника. Если гетеродин работает, то вольтметр измерит его напряжение. Медленно вращая роторы блока конденсаторов переменной емкости, можно проверить работу гетеродина по всему диапазону.

Работоспособность гетеродина можно проверить и по изменению постоянной составляющей анодного тока гетеродинной части лампы. Для этого в цепь анода гетеродина включают миллиамперметр постоянного тока. Для схем рис. 9-10 и 9-12 миллиамперметр следует включать, разорвав анодную цепь в точке, отмеченной крестиком. Если гетеродин работает, то при срыве его колебаний (например, путем замыкания накоротко пластин конденсатора $C_г$) постоянная составляющая анодного тока должна скачком возрасти. Такую проверку следует сделать в 8—10 точках по каждому диапазону.

После того, как установлено, что гетеродин работает нормально во всем диапазоне, остается выполнить сопряжение настройки гетеродинного контура. В зависимости от того, какие сопрягающие конденсаторы применяются в гетеродинном контуре, роторы блока конденсаторов переменной емкости устанавливают в положение $C_{макс}$ (при сопряжении только конденсатором C_1, рис. 9-16,*а*), $C_{мин}$ (при сопряжении только конденсатором C_2, рис. 9-16,*б*) или в среднее положение (при сопряжении с помощью обоих конденсаторов C_1 и C_2, рис. 9-17). Затем настраивают ГСС на соответствующую частоту данного диапазона (минимальную, максимальную или среднюю) и, перемещая сердечник гетеродинной катушки или иным способом меняя ее индуктивность, добиваются точной настройки для приема сигналов ГСС. Таким образом обеспечивается точное сопряжение настройки гетеродинного контура в точке *4*, *5* или *6* рис. 9-16 или 9-17.

Выполнив указанное, ставят последовательно роторы блока конденсаторов переменной емкости в другое положение, соответствующее точкам точного сопряжения, и, изменяя емкости конденсаторов сопряжения, добиваются нужного сопряжения настроек по максимальным показаниям ИВ.

Для сопряжения в трех точках по рис. 9-17 минимальная погрешность сопряжения будет, если выполнять его при установке роторов блока конденсаторов по шкале настройки приемника на 7, 50 и 93 деления при 100 равных делениях шкалы (см формулы в конце параграфа)

Погрешность сопряжения (9-26) можно проверить лишь только после настройки (подгонки диапазона контуров) усилителя высокой частоты и входной цепи (см. § 16-6 и 16-7). Производится это следующим образом. На вход приемника включается ГСС, на выход — ИВ, а параллельно контуру, находящемуся на входе преобразователя частоты, подключается ЛВ. После включения ЛВ следует скомпенсировать расстройку, внесенную им в контур. Это можно сделать уменьшением емкости подстроечного конденсатора (при $f_{макс}$) до получения максимума показаний ЛВ, т. е. так же, как при настройке усилителя высокой частоты.

Выполнив сказанное, следует, изменяя частоту ГСС, добиться максимума показаний ИВ. В этом случае разность $f_г - f_{c1}$ точно равна промежуточной частоте приемника и, следовательно, частота гетеродина будет $f_г = f_{c1} + f_{пр}$. После этого нужно сорвать колебания гетеродина, замкнув

его контурный конденсатор переменной емкости. Если колебания гетеродина сорвутся, то напряжение сигнала на выходе приемника упадет до нуля. Затем, не меняя настройки приемника, следует плавно изменять настройку ГСС до получения максимума показаний ЛВ, включенного на входе преобразователя частоты. Частота ГСС f_{c2}, при которой будет получен максимум показаний ЛВ, равна собственной частоте настройки сигнальных контуров приемника. Поэтому погрешность сопряжения настройки в данной точке диапазона окажется равной $\Delta f = f_{c1} - f_{c2}$. Проводя аналогичные измерения в других точках диапазона, можно определить для них погрешность сопряжения. Измеряя в этих же точках полосу пропускания входной цепи и усилителя высокой частоты, можно проверить выполнение условия (9-26).

Если окажется, что $\Delta f_{макс}$ значительно больше $0,5\Delta F_c$, то следует расширить полосу пропускания сигнальных контуров, шунтируя их сопротивлениями. Но так как при этом ухудшится избирательность приемника по зеркальному каналу, то после расширения полосы пропускания сигнальных контуров нужно проверить ослабление зеркального канала на максимальной частоте данного диапазона. Если оно значительно ухудшилось, то придется уменьшить шунтирование контуров и найти компромиссное решение по допустимому ухудшению ослабления зеркального канала и возможной погрешности сопряжения. Улучшить положение можно переносом крайних точек точного сопряжения внутрь диапазона и соответствующим подбором емкости сопрягающих конденсаторов.

Точки точного сопряжения на основании работ В. И. Сифорова лучше всего брать при следующих частотах (рис. 9-17):

$$f_{c4} = 0,5(f_{c\ макс} + f_{c\ мин}) - 0,43(f_{c\ макс} - f_{c\ мин})$$

и

$$f_{c5} = 0,5(f_{c\ макс} + f_{c\ мин}) + 0,43(f_{c\ макс} - f_{c\ мин}).$$

Значение максимальной погрешности сопряжения в этом случае получается минимальным.

16-6. НАЛАЖИВАНИЕ УСИЛИТЕЛЯ ВЫСОКОЙ ЧАСТОТЫ

Налаживание усилителя высокой частоты заключается в подгонке диапазона рабочих частот и проверке устойчивости его работы.

Для подгонки диапазона рабочих частот требуются ИВ и ГСС. При отсутствии ИВ вместо него можно использовать ЛВ или индикатор настройки аналогично тому, как они использовались при настройке усилителя промежуточной частоты. Настройку усилителя высокой частоты начинают с его последнего каскада, а в каждом каскаде — с наиболее коротковолнового диапазона, если в контуре применяются секционированные катушки. Если же для каждого диапазона служат отдельные катушки, то порядок настройки по диапазонам может быть любым.

Включив ГСС на вход лампы регулируемого каскада, устанавливают частоту ГСС по шкале настройки равной $f_{мин}$ настраиваемого диапазона. Коэффициент модуляции и амплитуду выходного напряжения ГСС выбирают так же, как при настройке усилителя промежуточной частоты. С помощью ручки настройки приемника ротор блока конденсаторов переменной емкости, настраивающих контуры усилителя, устанавливают в положение максимальной емкости. Ротор подстроечного конденсатора поворачивают в среднее положение. Затем, перемещая сердечник контурной катушки, добиваются максимума показаний ИВ. Если максимума при неполном введении сердечника в катушку получить не удастся, то это покажет, что предварительная подгонка индуктивности катушки была неточной. Если при увеличении индуктивности катушки с помощью элемента подстройки показания ИВ непрерывно растут, то индуктивность катушки меньше необходимой, и наоборот.

При подгонке необходимо остерегаться ошибки, которая описана в § 16-4 и возможна в случае максимума показаний ИВ при полностью введенном или выведенном сердечнике катушки.

Следует помнить, что при подгонке минимальной частоты контура нельзя существенно изменять его емкость за счет подключения добавочных конденсаторов, так как это неизбежно скажется на коэффициенте диапазона. Если подгонять $f_{мин}$ одновременным изменением индуктивности и емкости контура, то не всегда удается добиться правильной настройки в конце диапазона. Поэтому подстройку контура на $f_{мин}$ нужно производить только изменением индуктивности катушки.

После подгонки настройки контура в начале диапазона переходят к подгонке его частоты в конце диапазона (на $f_{макс}$). Для этого ручкой настройки приемника емкость

блока конденсаторов устанавливают минимальной, ГСС перестраивают на $f_{макс}$ регулируемого диапазона и, изменяя емкость подстроечного конденсатора, добиваются максимума показаний ИВ. Если максимум будет получен при промежуточном положении ротора подстроечного конденсатора, то контур будет точно надстроен на $f_{макс}$. В случае достижения максимума при минимальной или максимальной емкости подстроечного конденсатора следует проверить правильность настройки согласно указаниям, приведенным в § 16-4. Подстраивать контур на $f_{макс}$ нужно только, изменяя емкость контура. Так как емкость подстроечного конденсатора влияет на $f_{мин}$ контура, то следует еще раз подстроить контур на $f_{мин}$ изменением индуктивности и на $f_{макс}$ с помощью подстроечного конденсатора.

На первый взгляд может показаться, что можно было бы подстраивать контур в начале диапазона емкостью, а в конце — индуктивностью. Но это не так. В начале диапазона емкость переменного конденсатора максимальна и именно она в основном определяет $C_э$ контура. Поэтому небольшое изменение емкости подстроечного конденсатора мало скажется на собственной частоте контура. Следовательно, изменением индуктивности здесь легче подстроить контур, не меняя его $k_д$. В конце диапазона емкость контура минимальна и небольшим изменением емкости подстроечного конденсатора можно добиться значительного изменения $f_{макс}$ контура, мало влияя на его коэффициент диапазона.

Если в приемнике имеется два каскада усилителя высокой частоты, то с целью экономии времени после настройки контура какого-либо диапазона во втором каскаде следует сразу перейти к настройке контура того же диапазона первого каскада. В этом случае ГСС придется реже перестраивать и диапазон рабочих частот контуров будет подогнан более точно.

Устойчивость работы усилителя высокой частоты проверяется так же, как у усилителя промежуточной частоты, но непременно в пяти-семи точках каждого диапазона. Наиболее часто неустойчивая работа усилителя бывает на концах высокочастотных диапазонов.

16-7. НАЛАЖИВАНИЕ ВХОДНОЙ ЦЕПИ

Настройка входной цепи производится после регулировки всех остальных каскадов приемника. Она выполняется при выключенной системе АРУ и сводится к подгонке диапазона рабочих частот и настройке фильтра-пробки (если он имеется).

Для настройки входной цепи используются ГСС и ИВ. Ее начинают с самого коротковолнового диапазона, переходя затем к более длинноволновым. Ручкой настройки приемника устанавливают максимальную емкость блока конденсаторов переменной емкости и затем, подключив ГСС непосредственно к участку сетка — катод первой лампы усилителя высокой частоты, устанавливают частоту генератора по максимуму выходного напряжения приемника. Этим устраняется возможность погрешности в настройке входного контура по отношению к контурам усилителя высокой частоты из-за неточности градуировки генератора, если бы мы устанавливали его частоту на $f_{мин}$ диапазона по шкале генератора. После этого ГСС подключают через эквивалент антенны к зажимам «антенна»—«земля» приемника и регулируют индуктивность катушки контура входной цепи по максимуму показаний ИВ. Таким образом подгоняется минимальная частота контура.

Для подгонки контуров входной цепи в конце диапазона (максимальная частота) емкость блока конденсаторов устанавливают минимальной, ГСС переключают на вход первой лампы приемника и устанавливают его частоту по максимуму показаний ИВ. Затем ГСС снова подключают к зажимам «антенна»—«земля» приемника и, изменяя емкость подстроечного конденсатора, добиваются максимума показаний ИВ. В результате входной контур будет настроен на максимальную частоту диапазона. Так как изменение емкости подстроечного конденсатора немного изменит минимальную частоту контура, то процесс настройки следует повторить еще раз.

Если в приемнике нет усилителя высокой частоты, то частоту ГСС следует устанавливать по его шкале непосредственно на $f_{мин}$ и $f_{макс}$ настраиваемого диапазона. Поскольку регулировка входной цепи выполнялась с использованием эквивалента антенны, то она производилась с учетом расстройки контура антенной.

Настройка фильтра-пробки на промежуточную частоту приемника производится в следующем порядке. ГСС вклю-

чают на вход лампы преобразователя частоты и настраивают его точно на промежуточную частоту приемника по максимуму показания ИВ. После этого подключают ГСС на вход приемника через эквивалент антенны и настраивают фильтр-пробку по минимуму показаний ИВ.

16-8. НАЛАЖИВАНИЕ РЕГУЛЯТОРОВ ПРИЕМНИКА

Налаживание регуляторов приемника производится после налаживания входной цепи и заключается в уточнении данных элементов схем, при которых характеристики регуляторов наиболее близко подходят к расчетным. Влияние отдельных элементов схем регуляторов подробно освещено при описании их работы. Особое внимание следует уделять проверке отсутствия самовозбуждения в каскадах с регулировками при различных режимах работы регулируемых каскадов и правильному подбору развязывающих фильтров, входящих в регуляторы

Специфическим вопросам, связанным с работой регуляторов в приемниках, посвящен ряд статей, опубликованных в журналах «Радио» (например, № 7 за 1952 г., № 6 за 1953 г. и № 1, 3, 6 за 1954 г.).

16-9. НАЛАЖИВАНИЕ ДЕТЕКТОРОВ ЧАСТОТНО-МОДУЛИРОВАННЫХ СИГНАЛОВ И ОГРАНИЧИТЕЛЕЙ АМПЛИТУДЫ

Детектор частотно-модулированных сигналов следует настраивать при полностью налаженном усилителе низкой частоты приемника. При его настройке необходимо проверить правильность монтажа и соответствие параметров нагрузки требующимся величинам, обращая особое внимание на получение симметричности плеч схемы. Так как входные контуры детектора одновременно служат нагрузкой ограничителя амплитуды, то их настройку следует выполнить при проверке совместной работы детектора и ограничителя амплитуды.

Налаживание ограничителя амплитуды заключается в настройке нагрузочных контуров и подборе оптимального режима лампы.

Рассмотрим вначале настройку контуров применительно к частотному детектору, выполненному по схеме рис. 12-14. В качестве индикатора настройки лучше пользоваться ЛВ постоянного напряжения, включив его параллельно сопротивлению R_2. Источником э. д. с. может служить ГСС-6

или другой генератор, в диапазоне рабочих частот которого находится промежуточная частота приемника. Выключив внутреннюю модуляцию и установив максимальное выходное напряжение, выход ГСС следует подключить на вход лампы ограничителя амплитуды. Затем, вращая ручку настройки ГСС в районе промежуточной частоты приемника, добиваются максимальных показаний ЛВ, что будет свидетельствовать о прохождении сигнала через цепи ограничителя амплитуды и детектора. Далее частоту ГСС по его шкале устанавливают равной точно промежуточной частоте приемника и поочередно изменяют настройку второго и первого контуров так, чтобы показания ЛВ были максимальны. При этом по мере роста показаний вольтметра следует убавлять выходное напряжение ГСС. Окончательную настройку следует производить при напряжении на выходе ГСС, не превышающем 0,1 *в*. Иначе работа ограничителя скажется на точности настройки контуров. При настройке контуров следует избегать ошибок, описанных в § 16-4.

Если нет ЛВ, то в качестве индикатора настройки можно использовать ИВ, подключив его на выход приемника. В этом случае необходимо включить внутреннюю модуляцию ГСС. Настраивая контуры, надо стремиться к минимуму показаний ИВ. Но следует помнить о том, что реальная характеристика частотного различителя имеет вид, изображенный на рис. 12-16,*а*. Поэтому после достижения минимума нужно проверить правильность настройки, немного расстраивая ГСС в обе стороны. При этом при каждой расстройке ГСС показания измерителя выхода должны возрастать.

Вместо ЛВ можно пользоваться также высокоомным вольтметром со входным сопротивлением 30—50 *ком/в*, подключив его параллельно сопротивлению R_2 и выключив модуляцию ГСС. Но при этом точность настройки будет меньше, так как второй контур окажется шунтированным сильнее, чем первый, вследствие уменьшения входного сопротивления половины детектора с диодом $Д_2$.

После настройки контуров нужно проверить симметричность плеч и характеристики детектора. Для этого ЛВ подключают к точкам *А*, *Б* (рис. 12-14) и, изменяя частоту ГСС, получают частотную характеристику. Если подвести на вход ограничителя амплитудно-модулированный сигнал, на сопротивлениях R_1 и R_2 возникают не только постоянные напряжения, но и переменные напряжения с частотой моду-

ляции сигнала. Последние окажутся в противофазе, и ЛВ, подключенный к точкам *А*, *Б*, будет измерять только абсолютную разность амплитуд этих переменных напряжений, не реагируя на знак разности. Поэтому независимо от знака расстройки частоты сигнала показания ЛВ при увеличении расстройки вначале будут расти, а затем убывать. Следовательно, при таком методе снятия частотной характеристики левая часть рис. 12-16,*а* будет как бы повернута вокруг оси частот на 180° (рис. 16-1), что и надо учитывать.

В случае правильной настройки контуров и хорошей симметрии плеч детектора частотная характеристика должна иметь вид сплошной кривой *1* (рис. 16-1) и ее ветви

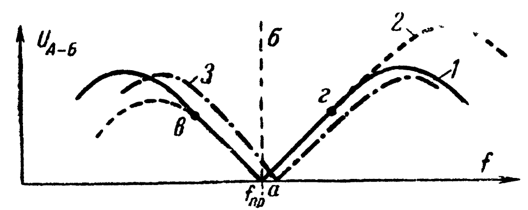


Рис. 16-1. Формы характеристик частотного детектора при их снятии с помощью лампового вольтметра.

должны быть одинаковы и симметричны по отношению к линии *аб*. Если контуры настроены точно, но полной симметрии нет, то характеристика будет иметь вид штриховой линии *2*. Чтобы добиться симметрии кривой, следует изменить положение точки подключения конденсатора $C_р$ к катушке второго контура или включить в цепь катода диодов выравнивающие сопротивления аналогично сопротивлениям R_3 и R_4 на рис. 13-8. При хорошей симметрии схемы и неточной настройке контуров на $f_{пр}$ характеристика может иметь вид штрих-пунктирной кривой *3*. Настроив контуры точнее, нужно добиться правильной формы частотной характеристики. При использовании амплитудно-модулированного сигнала характеристику можно снимать с помощью ИВ, включенного на выход приемника.

После окончательной настройки контуров следует подобрать режим работы ограничителя амплитуды, обеспечивающий наилучшую форму его амплитудной характеристики. При настроенном детекторе для снятия амплитудной характеристики можно воспользоваться следующей методикой. На выход приемника включают ИВ, а на вход ограничителя амплитуды — ГСС с включенной внутренней модуляцией.

Частоту ГСС устанавливают так, чтобы она находилась вблизи точек *в* или *г* (рис. 16-1), т. е. на конце линейной части характеристики детектора, но не выходила за пределы последней. Изменяя выходное напряжение ГСС от нуля до максимума, снимают амплитудную характеристику ограничителя. Если порог ограничения окажется больше максимального выходного напряжения ГСС, то следует настроить последний каскад усилителя промежуточной частоты и для снятия амплитудной характеристики сигнал подавать на его вход.

С целью уменьшения порога ограничения в обоих описанных выше ограничителях следует увеличить сопротивление R и снизить напряжение на аноде лампы. Но при этом уменьшится выходное напряжение ограничителя. Поэтому, меняя величины сопротивлений R и регулируя E_a, следует остановиться на наиболее приемлемом сочетании порогового напряжения с амплитудой выходного напряжения.

При использовании дробного детектора связь между контурами следует выбирать по методу, описанному в § 16-4. Для настройки его контуров лучше использовать вольтметр постоянного тока со входным сопротивлением не менее 30—50 *ком* и шкалой до 5—10 *в*, подключив его параллельно сопротивлению R_1. Модуляцию сигнала в ГСС при этом следует выключить и вести настройку по максимуму показаний вольтметра. Частотную и амплитудную характеристики дробного детектора можно снять так же, как было описано выше.

Для подбора связи между катушками L_3 и L_1 вольтметр постоянного тока, использовавшийся для настройки контуров, следует подключить параллельно сопротивлению R_1 и, выключив модуляцию в ГСС, сделать два замера напряжения на сопротивлении R_1: один при точно настроенных контурах, а второй при сильно расстроенном втором контуре. Расстраивать его можно, подключая к контуру конденсатор емкостью 50—70 *пф*. В случае правильно выбранной связи отношение показаний вольтметра при настроенном и расстроенном контурах должно заключаться в пределах от 1,18 до 1,22. Если это отношение окажется меньше 1,18, то нужно увеличивать связь между катушками или число витков катушки L_3, а если больше 1,22, то связь следует уменьшать.

Ограничительные свойства дробного детектора будут хорошо проявляться лишь при правильном соотношении эквивалентного сопротивления контуров с величиной нагрузоч-

ных сопротивлений R_1 и R_2. Для хорошей работы этого детектора необходимо, чтобы его входное сопротивление ухудшало добротность второго контура в 3—4 раза, а первого контура в 1,4—1,6 раза. Ориентировочно это можно проверить по сужению полосы пропускания контуров при отсутствии значительного шунтирования их входными сопротивлениями диодов. Для проверки величины сопротивлений R_1 и R_2 следует взять равными 1 *Мом*, а при измерении полосы пропускания ненагруженного первого контура следует сильно расстроить второй контур. Измерение полосы пропускания первого контура можно произвести только с помощью ЛВ, подключенного параллельно контуру. Полосу пропускания вторичного контура можно измерять с помощью ЛВ, подключенного к контуру, или с помощью вольтметра постоянного тока, включенного параллельно сопротивлению R_1.

16-10. ОСОБЕННОСТИ НАЛАЖИВАНИЯ ТЕЛЕВИЗИОННЫХ ПРИЕМНИКОВ

Налаживание телевизионного приемника можно разбить на следующие этапы (в порядке их выполнения): а) проверка правильности монтажа и соответствия реальных величин элементов схемы их расчетным значениям; б) налаживание источников питания и подгонка режима работы ламп; в) настройка канала звукового сопровождения; г) настройка общего канала; д) настройка канала изображения; е) регулировка синхронизирующих элементов и цепей развертки изображения; ж) окончательная настройка всего приемника и обеспечение согласования его входа с антенной.

Выполнение двух первых этапов описано выше применительно к настройке каскадов радиовещательных приемников и не требует детального пояснения. Настройка элементов канала звукового сопровождения детально описана в § 16-4 и 16-9.

Общий канал состоит из входной цепи, усилителя высокой частоты, преобразователя частоты или детектора. Настройка его каскадов может быть осуществлена в порядке от выхода к входу согласно общим указаниям, приведенным в § 9-7, 16-3, 16-5, 16-6 и 16-7. При налаживании общего канала особое внимание следует обратить на то, чтобы его полоса пропускания обеспечивала нормальное прохождение спектра сигналов изображения и звукового сопровождения. Для этого его резонансная кривая должна соответствовать штриховой кривой *3* рис. 14-1,*а*. Кроме того, нужно прове-

рить действие ручной регулировки усиления, осуществляемой в усилителе высокой частоты с целью регулировки контрастности изображения. Эта регулировка должна изменять коэффициент усиления усилителя высокой частоты не менее чем в 3—5 раз.

Так как телевизионные приемники имеют одну или несколько фиксированных рабочих частот, то сопряжение настроек сигнального и гетеродинного контуров осуществляется раздельно для каждого диапазона настройкой контуров с помощью элементов подстройки их частоты. С целью компенсации нестабильности частоты гетеродина орган перестройки его контура должен допускать изменение частоты в пределах 1—3 *Мгц*.

При настройке преобразователя частоты особое внимание следует уделять тому, чтобы нагрузочные контуры сигналов изображения и звукового сопровождения не нарушали нормальную работу друг друга, о чем уже говорилось в § 14-3. Для этого при последовательно включенных нагрузочных контурах нужно добиваться того, чтобы сопротивление одного из них в диапазоне рабочих частот другого было по возможности меньшим. При параллельном включении контуров необходимо следить за тем, чтобы контур, настроенный на промежуточную частоту канала звукового сопровождения, был слабо связан с анодом лампы и не шунтировал бы контур сигнала изображения в пределах его диапазона рабочих частот.

Настройка канала изображения сводится к налаживанию усилителя видеосигнала, детектора и усилителя промежуточной частоты. Налаживание последних двух каскадов описано в § 16-3 и 16-4. Так как полоса пропускания этих каскадов должна быть достаточно широкой, особое внимание следует уделять правильному подбору элементов, служащих для коррекции частотной характеристики. При окончательной настройке канала изображения вместе с общим каналом нужно добиться того, чтобы его частотная характеристика наиболее хорошо соответствовала рис. 14-7. Особенно важно следить за тем, чтобы на несущей частоте сигнала изображения характеристика спадала до уровня 0,5 от своего максимального значения: при частоте на 4—5 *Мгц* выше несущей изображения ее завал был не более 0,7, а на частоте несущей звукового сигнала завал должен достигать 0,01—0,02 от максимального значения. Только при выполнении этих условий будет хорошее разделение сигналов по соответствующим каналам.

Описание настройки элементов, обеспечивающих синхронизацию работы телевизора и нормальную развертку изображения, не входит в задачу настоящей главы и приводится в учебниках по телевидению.

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ ДЛЯ ПОВТОРЕНИЯ

1. Какие измерительные приборы необходимы для налаживания радиоприемника?
2. Какова методика измерения напряжений на электродах ламп?
3. Какова методика налаживания усилителя промежуточной частоты?
4. Какие могут быть ошибки при настройке резонансных контуров усилителей?
5. Как измерить параметр связи между контурами?
6. Как проверить устойчивость работы усилителей?
7. Какова методика налаживания преобразователя частоты?
8. Как проверить работу гетеродина?
9. Какова методика налаживания усилителя высокой частоты?
10. Как настроить фильтр-пробку?
11. Как следует измерять погрешность сопряжения настроек контуров?
12. Какова методика налаживания ограничителя амплитуды и детектора частотно-модулированных сигналов?
13. Каковы особенности налаживания телевизионных приемников?

ГЛАВА СЕМНАДЦАТАЯ

ОСНОВНЫЕ ИСПЫТАНИЯ ПРИЕМНИКОВ

17-1. ПОДГОТОВКА ПРИЕМНИКА К ИСПЫТАНИЮ

В настоящей главе описываются методы испытаний собранных и налаженных, т. е. готовых к эксплуатации приемников, но в силу ряда причин (транспортировки, длительного хранения и т. п.) требующих дополнительной проверки перед постановкой в нормальную эксплуатацию. Испытания приемников производятся также после их налаживания и ремонта с целью проверки соответствия реальных параметров и характеристик приемника требующимся. Специфические испытания производятся перед ремонтом. Их задачей является выяснение неисправностей.

Прежде чем включить радиоприемник, следует убедиться в том, что в нем нет внешних механических повреждений, а имеющиеся радиолампы исправны. Для этого все радиолампы поочередно испытывают с помощью ИЛ. Затем надлежит убедиться в исправности источников питания. Если питание приемника осуществляется от выпрямителя,

составляющего одно целое с самим приемником, то проверяется работа выпрямителя.

После этого, предварительно проверив исправность антенного устройства, заземления, шлангов питания и оконечного аппарата (громкоговорителя или телефонов), подключают к приемнику антенну, заземление, оконечный аппарат и источники питания, если последние смонтированы отдельно. Исправность телефонов можно проверить подключением их к источнику постоянного или переменного напряжения с частотой 50 ÷ 3 000 *гц* при напряжении источника менее 25—40 *в*. В первом случае в телефонах будут слышны трески и щелчки в момент включения и выключения, во втором — чистый тон с частотой источника переменного напряжения. Выждав 2—5 *мин* для того, чтобы лампы прогрелись и установился нормальный режим во всех каскадах, вновь проверяют вольтметром величины питающих напряжений. Делается это потому, что в современных приемниках большинство ламп имеет подогревные катоды.

Затем можно приступить к проверке работоспособности приемника. Первым признаком работы приемников с достаточно высокой чувствительностью (лучше 15—20 *мкв*) является характерный шум, который прослушивается в громкоговорителе при установке ручки ручного регулятора громкости на «максимум». При этом, чем бо́льшими размерами (большей действующей высотой) обладает антенна, тем громче будут слышны шумы и трески от помех.

Полностью работоспособность приемника можно проверить, осуществляя прием сигналов от радиостанций. Для этого приемник настраивается на несущую частоту работающего радиопередатчика, после чего проверяется качество радиоприема. Если в момент испытания не окажется работающих радиостанций, то проверку можно произвести, подавая на вход приемника модулированное напряжение от ГСС.

Весьма часто работоспособность приемника нарушается из-за плохих контактов между выводами электродов ламп и гнездами ламповых панелей. Такая неисправность сопровождается сильными тресками в громкоговорителе при постукивании по шасси приемника. Так же проявляется и нарушение контактов в монтажных проводах схемы приемника. Поэтому при испытаниях приемников следует проверить качество контактов в гнездах ламповых панелей. Для этого следует слегка покачивать лампы (поочередно, начиная с выходного каскада радиоприемника), следя за звуком

сигнала в громкоговорителе. При наличии плохих контактов покачивание ламп будет сопровождаться треском и даже прекращением звука в громкоговорителе.

Если при наличии сигнала на входе приемника (от антенны или ГСС) сигнал на выходе отсутствует, то следует произвести дальнейшее исследование по отысканию неисправности в приемнике. Иногда причиной этого является то, что забывают вывести ручной регулятор громкости из нулевого положения, в результате чего приемник принимают за неисправный, так как на его выходе сигнал будет отсутствовать.

17-2. НАХОЖДЕНИЕ НЕИСПРАВНОГО КАСКАДА ПРИЕМНИКА

Для нахождения неисправного каскада приемника необходимо иметь его принципиальную схему и следующие измерительные приборы: ГСС, ЛВ и ТТ-2.

Вначале проверяют наличие питающих напряжений на электродах ламп, пользуясь ТТ-2 и соблюдая указания, приведенные в § 16-2. В случае отсутствия питающих напряжений на отдельных электродах ламп проверяют целость цепей, соединяющих эти электроды с источником питания, и устраняют обнаруженные неисправности.

Если после этого приемник все же не работает, следует определить, в каком его каскаде имеется неисправность.

Делается это следующим образом.

Подключают ЛВ между сеточным гнездом ламповой панели первого каскада и шасси приемника. К сеточному гнезду панели следует обязательно подключить незаземленный зажим ЛВ, так как в противном случае вольтметр замкнет измеряемое напряжение через свой корпус на шасси приемника. К зажимам «антенна» — «земля» приемника подключают выход ГСС и подают от ГСС максимально возможное напряжение (обычно 1 *в*). Затем плавно изменяют частоту ГСС в районе частоты настройки приемника, которая определяется по его шкале. Если входная цепь исправна, то стрелка вольтметра отклонится, причем при частоте ГСС, равной собственной частоте входного контура, вольтметр даст наибольшее показание. Если же при таких испытаниях вольтметр не дает показаний, то следует считать, что во входной цепи имеется неисправность.

Установив, что входная цепь приемника исправна, следует уменьшить выходное напряжение ГСС до 0,1—0,2 *в* и подключить ЛВ между сеточным гнездом лампы второго каскада и шасси. Если первый каскад приемника исправен,

то при повторении указанного выше изменения частоты ГСС вольтметр измерит напряжение на входе второго каскада. Если же при этом вольтметр не отметит наличия напряжения, то следует считать, что в первом каскаде приемника имеется неисправность.

Аналогичным образом поочередно можно проверить работоспособность всех каскадов приемника. При этом во избежание перегрузки ламп отдельных каскадов, переходя к испытанию последующего каскада, следует уменьшать выходное напряжение ГСС в такое число раз, которое равно коэффициенту усиления предыдущего, только что испытанного каскада. Для преобразовательного каскада это уменьшение следует делать в число раз, соответствующее величине коэффициента преобразования, а для детекторного каскада — соответственно его коэффициенту передачи. При переходе к испытанию детектора и каскадов усилителя низкой частоты включают внутренний модулятор ГСС.

Когда обнаружен неисправный каскад, дальнейшее определение причины неисправности можно произвести путем тщательного исследования целости монтажа и деталей поврежденного каскада и рассмотрения исправности всех основных цепей каскада согласно данным § 15-2.

17-3. ПРЕДВАРИТЕЛЬНАЯ ОЦЕНКА ИСКАЖЕНИЙ В ПРИЕМНИКАХ И ПРИЧИНЫ ИХ ПОЯВЛЕНИЯ

О степени частотных и нелинейных искажений приемника можно предварительно судить по качеству звучания принимаемой передачи, если заведомо известно, что у принимаемого радиопередатчика частотные и нелинейные искажения находятся в допустимых пределах. При сильном ограничении частотной характеристики приемника в области верхних модулирующих частот принимаемая передача имеет более басистый оттенок, т. е. подчеркиваются басовые ноты. Происходит это чаще всего потому, что полоса пропускания одного из высокочастотных каскадов приемника стала более узкой. Сужение полосы может быть вызвано появлением положительной обратной связи, ослаблением связи между контурами полосового фильтра (вследствие изменения расстояния между катушками) или расстройкой контуров отдельных каскадов. В каскадах, следующих после детектора, уменьшение верхней граничной частоты в процессе эксплуатации случается весьма редко.

Если частотная характеристика приемника сильно ограничена в области низших звуковых частот, то в передаче

более резко подчеркиваются высокие ноты. Это может произойти из-за уменьшения емкости разделительных конденсаторов в каскадах приемника после детектора.

Чрезмерные нелинейные искажения проявляются обычно тем, что прием речи и музыки сопровождается хрипами и дребезжанием. Основными причинами больших нелинейных искажений являются: а) перегрузка одного из каскадов приемника (чаще всего одного из последних при неисправности в системе АРУ и приеме близкой мощной станции), в результате чего работа лампы происходит с использованием нелинейных участков ее характеристики; б) изменение питающих напряжений в одном из каскадов приемника, вследствие чего рабочая точка лампы этого каскада смещается в нелинейную часть характеристики. Последнее особенно часто происходит за счет изменения напряжения смещения на управляющей сетке лампы. Наиболее сильно изменение напряжения смещения сказывается в последних каскадах приемника, у которых усиливаемое напряжение может достигать единиц и даже десятков вольт.

Одной из причин изменения напряжения смещения на управляющей сетке может служить появление большого тока утечки в разделительном конденсаторе (например, в результате воздействия влаги на диэлектрик конденсатора). При этом для постоянного тока конденсатор с утечкой эквивалентен сопротивлению, по величине равному частному от деления приложенного к конденсатору напряжения на ток утечки.

Пусть для схемы рис. 15-8 ток утечки конденсатора C_{69} равен 28 *мка*, напряжение на аноде лампы 140 *в*, а сопротивление в цепи сетки лампы ($Л_7$) следующего каскада 644 *ком* (оно состоит из R_{32}, R_{34}, R_{38} и R_{39}). Тогда сопротивление утечки разделительного конденсатора будет 5 *Мом*. Это сопротивление вместе с сопротивлением утечки сетки следующего каскада образует потенциометр для постоянного тока, с которого на управляющую сетку лампы следующего каскада будет подано 11,5% постоянного напряжения с анода лампы, т. е. +16 *в*. Исходное смещение на сетке лампы $Л_7$ примерно равно —25 *в*. Поэтому из-за утечки в конденсаторе C_{69} оно станет равным —9 *в*, что нарушит симметрию плеч выходного каскада и вызовет резкое повышение нелинейных искажений.

17-4. БЛОК-СХЕМА ДЛЯ ИСПЫТАНИЙ РАДИОПРИЕМНИКОВ

Для оценки количественных показателей приемника (чувствительность, избирательность и т. п.) производят ряд специальных измерений, описанных ниже.

Чувствительность современных приемников определяется обычно единицами и десятками микровольт. Поэтому при испытании приемников необходимо обеспечить такую защиту от внешних помех, при которой уровень поля помех был бы значительно ниже чувствительности испытуемого приемника. В заводских условиях и в условиях большого города уровень промышленных помех часто превышает допустимый. Поэтому полные испытания приемников обычно производят в специально оборудованных помещениях — экранированных комнатах, в которых поле внешних помех значительно ослабляется рядом специальных защитных мер (экранировка испытательной комнаты, тщательная фильтрация всех заходящих в комнату сетей, использование автономных источников питания и т. п.). Но некоторые основные испытания можно произвести и вне экранированной комнаты, приняв ряд соответствующих мер предосторожности против влияния помех.

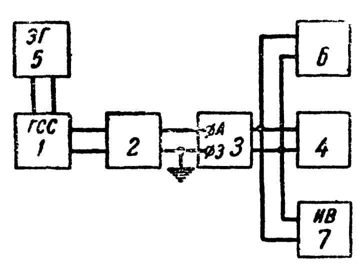


Рис. 17-1. Блок-схема установки для испытания радиоприемников.

1 — генератор стандартных сигналов; *2* — эквивалент антенны; *3* — испытуемый радиоприемник; *4* — нагрузочное сопротивление (эквивалент оконечного аппарата); *5* — звуковой генератор; *6* — измеритель нелинейных искажений; *7* — выходной прибор.

Для испытаний применяют измерительную аппаратуру, которую подключают к приемнику согласно блок-схеме, изображенной на рис. 17-1.

В условиях испытания ГСС имитирует сигналы, создающиеся в антенне при реальной работе приемника. Эквивалент антенны представляет собой последовательный электрический контур, параметры которого соответствуют параметрам реальной антенны средних размеров (см. гл. 2, § 2).

Измеритель нелинейных искажений измеряет величину коэффициента гармоник.

В любительских условиях полные испытания приемников, как правило, выполнить не удается из-за отсутствия требующейся измерительной аппаратуры и экранированной комнаты. Но их можно произвести в лаборатории местного

радиоклуба. При наличии самодельных измерительных приборов, могущих заменить основные приборы, показанные на блок-схеме (рис. 17-1), ряд испытаний можно выполнить в любительских условиях. При этом следует учитывать сделанные в следующем параграфе замечания. Так, при наличии лишь ГСС и ИВ можно измерить чувствительность приемника, снять резонансную кривую, амплитудную кривую и кривую комбинационных искажений, т. е. почти все основные характеристики приемника.

17-5. СНЯТИЕ ХАРАКТЕРИСТИК ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТИ

Прежде чем описывать методику измерения чувствительности, дадим основные определения. При постоянной амплитуде несущей сигнала выходное напряжение детектора, а следовательно, и выходная мощность приемника зависят от коэффициента модуляции и частоты модулирующего напряжения сигнала. Поэтому, чтобы иметь возможность сравнивать различные приемники по их параметрам, испытания производят при строго постоянных, стандартных параметрах модуляции сигнала, за которые приняты коэффициент модуляции 0,3 и частота модуляции 400 *гц*. Эти цифры выбраны по следующим соображениям. При передаче речи и музыки наибольшее время значения коэффициента модуляции сигнала лежит в пределах от 0,2 до 0,4. При $m<0{,}2$ выходное напряжение детектора мало, почему разные помехи действуют относительно сильнее. При $m>0{,}5$, как правило, резко возрастают нелинейные искажения, особенно в низкочастотных цепях приемника, так как при этом амплитуды сигнала на сетках ламп низкочастотных каскадов становятся большими.

Существуют два определения: номинальная и нормальная выходные мощности. Номинальной выходной мощностью приемника принято считать то ее наибольшее значение при максимальном коэффициенте модуляции сигнала, когда нелинейные искажения приемника остаются в допустимых пределах. Нормальной выходной мощностью приемника принято называть то ее значение, которое соответствует нормальному, стандартному коэффициенту модуляции. Наибольший коэффициент модуляции телефонных передатчиков не превышает 0,9—0,95. При выборе величины нормального коэффициента модуляции равным 0,3 за нормальную выходную мощность приемника можно считать 10% от его номинальной выходной мощности, что весьма удобно для пересчетов. Поэтому за стандартную величину

для производства испытаний приемников выбран коэффициент модуляции 0,3.

Наибольшая звуковая мощность речи и большинства музыкальных инструментов падает на составляющие с частотами от 100 до 800 *гц*. В телефонных и радиовещательных приемниках наибольшее усиление обычно бывает при частотах модуляции от 300 до 800 *гц*. Поэтому за стандартную частоту модуляции сигнала при испытаниях приемника взята частота 400 *гц*.

В настоящее время существует три определения чувствительности приемника: номинальная, реальная и предельная чувствительности. Коэффициент усиления каскадов приемника и его чувствительность зависят от величины напряжений источников питания. Поэтому номинальной чувствительностью приемника принято называть то минимальное значение э. д. с. сигнала, которое нужно подвести на его вход, чтобы на выходе приемника получалась нормальная выходная мощность. При этом должны выполняться следующие четыре условия: 1) напряжения источников питания приемника должны иметь номинальную величину; 2) несущая частота сигнала должна быть точно равна частоте настройки приемника; 3) параметры модуляции сигнала должны соответствовать нормальным; 4) ручные регуляторы усиления должны быть установлены в положение максимальной громкости, а регуляторы обратной связи — на максимум обратной связи. Невыполнение одного из этих четырех условий приведет к большим погрешностям в измерении номинальной чувствительности. Для упрощения терминологии слово «номинальная» часто опускают и говорят просто о чувствительности приемника, понимая при этом определение номинальной чувствительности.

Современные приемники обладают весьма высокой чувствительностью — от единиц до десятков микровольт. При таких высоких значениях чувствительности на работу приемника оказывают большое влияние его собственные шумы. Поэтому приемники принято сравнивать друг с другом по их реальной чувствительности. Реальной чувствительностью называется то минимальное значение э. д. с., подводимой из антенны, при котором на выходе приемника получается нормальная мощность при заданном превышении сигнала над собственными шумами приемника с соблюдением условий, входящих в определение номинальной чувствительности. Необходимая величина превышения полезного сигнала над шумами может быть определена из табл. 17-1.

Таблица 17-1

Род работы	Отношение сигнала к помехам, *дб*	
	едва удовлетворительный прием	вполне хороший прием
Незатухающая телеграфия, прием на слух	От —5 до 5	От 5 до 10
Незатухающая телеграфия, прием на ондулятор	От 5 до 10	От 10 до 20
Незатухающая телеграфия, буквопечатающий прием	От 15 до 20	От 25 до 30
Прием черно-белых статических изображений при полосе частот 3000 *гц*	От 5 до 10	От 10 до 20
Коммерческая телефония	От 10 до 15	От 25 до 30
Радиовещание	От 15 до 20	От 30 до 100
Радиолокация	От 2—3 до 3—5	От 6 до 8
Телевидение (изображение)	От 20 до 30	От 40 до 80

Для получения нужного превышения сигнала над шумом при заданной нормальной величине сигнала на выходе уровень шумов регулируют посредством ручного регулятора. Поэтому при измерении реальной чувствительности приемников с большими собственными шумами и для большого уровня превышения сигнала над собственными шумами положение ручного регулятора может быть не максимальным.

Предельной чувствительностью принято характеризовать приемники СВЧ. Под ней понимают ту минимальную мощность сигнала на входе приемника, при которой на выходе линейной части приемника (на входе детектора) мощность сигнала будет равна мощности собственных шумов приемника. Таким образом, реальная чувствительность характеризует весь приемник, а предельная — только его высокочастотную часть.

Характеристикой чувствительности приемника называется зависимость его номинальной чувствительности от частоты настройки. Характеристику чувствительности снимают, измеряя чувствительность приемника в нескольких точках каждого диапазона. Число точек обычно берется равным пяти (иногда снимают только три точки) через равные промежутки по шкале частот диапазона. По этим точкам в координатных осях (рис. 17-2) плавной кривой изображается характеристика чувствительности. Данная координатная система принята потому, что в ней кривая чувствительности располагается тем выше, чем лучше чувствительность приемника.

Для измерения чувствительности приемника устанавливают его органы настройки по шкале настройки на нужную частоту. После этого, используя испытательную аппаратуру по схеме рис. 17-1, по максимуму показаний ИВ устанавливают частоту ГСС равной частоте настройки приемника. При этом для устранения возможности настройки на гармоники основного сигнала ГСС его частоту следует изменять, проходя по шкале генератора от высших частот к низшим. Далее устанавливают нормальный коэффициент модуляции и подбирают амплитуду напряжения на выходе ГСС так, чтобы ИВ показал величину напряжения, при котором на нагрузочном сопротивлении будет выделяться нормальная мощность.

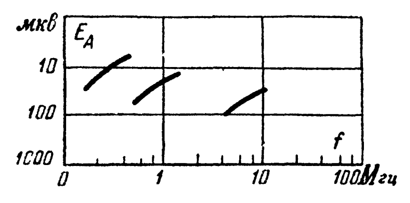


Рис. 17-2. Характеристики чувствительности трехдиапазонного радиоприемника.

На рис. 17-2 приведены типичные характеристики чувствительности трехдиапазонного радиовещательного приемника.

Если необходимо определить реальную чувствительность приемника, то предварительно измеряют выходное напряжение или выходную мощность его собственных шумов и фона. Для этого при испытаниях вне экранированной комнаты с целью устранения действия внешних помех закорачивают зажимы «антенна» — «земля» приемника и с помощью ИВ измеряют выходную мощность собственных шумов и фона приемника.

Вследствие того, что вход приемника замкнут накоротко, его входной контур оказывается шунтированным. Последнее в некоторой степени уменьшит собственные шумы приемника. Но из-за слабой связи антенной цепи с входным контуром для длинноволновых и коротковолновых приемников погрешность получается небольшой. Для приемников СВЧ с большим эквивалентным сопротивлением входного контура и сильной связью антенной цепи с контуром погрешность при измерении собственных шумов будет больше. Но обычно она не превышает 20—30%, так как на СВЧ шумовое сопротивление первой лампы сравнимо с эквивалентным сопротивлением входного контура. Если испытания приемника производят в экранированной комнате, то при измерении собственных шумов вход приемника не замыкают накоротко.

После того как определен уровень собственных шумов приемника, измеряют его чувствительность указанным выше

способом при заданном превышении мощности сигнала над мощностью собственных шумов.

Если измерение чувствительности приемника производится вне экранированной комнаты, то перед измерением следует проверить уровень помех на выходе приемника. Для этого, собрав схему испытаний и приведя ее в рабочее состояние, ставят выходной аттенюатор ГСС в нулевое положение (т. е. подают от него напряжение, равное нулю) и по ИВ измеряют напряжение помех на выходе приемника. Если мощность помех будет значительно меньше нормальной выходной мощности приемника (в 8—10 раз), то измерение чувствительности в данных условиях производить можно, если же это условие не выполняется, то снятые описанным ранее путем характеристики чувствительности будут неверны.

17-6. СНЯТИЕ ХАРАКТЕРИСТИК ИЗБИРАТЕЛЬНОСТИ

Избирательность приемника в большей степени определяется резонансными свойствами контуров его высокочастотной части, т. е. резонансной кривой (рис. 1-4). Резонансную кривую обычно снимают на той же частоте, на которой предварительно была измерена чувствительность приемника. Для этого, используя схему измерительной установки рис. 17-1, поступают следующим образом. Устанавливают по шкале настройки приемника заданную частоту и настраивают ГСС в резонанс с настройкой приемника.

Коэффициент модуляции ГСС устанавливают равным 30%, а амплитуду сигнала подбирают такой, при которой на нагрузочном сопротивлении выделяется нормальная для испытуемого приемника мощность. Затем изменяют ступенями частоту ГСС и определяют напряжение на его выходе, при котором в нагрузочном сопротивлении выделяется нормальная мощность. При этом нужно следить за правильностью показаний прибора генератора, при которых производится отсчет его выходного напряжения. Так, в генераторе типа ГСС-6 показания прибора должны соответствовать 1,0.

Изменение частоты генератора производят в обе стороны относительно частоты настройки приемника. Величину ступеней изменения частоты берут примерно равной четверти полосы пропускания приемника. Снимают резонансные кривые обычно на высшей частоте каждого диапазона, где они наиболее широки.

Для того чтобы можно было производить сравнительную оценку избирательности различных приемников, резонансную кривую строят в относительном масштабе, откладывая по оси абсцисс расстройку в килогерцах, как это сделано на рис. 1-4. По резонансной кривой определяют полосу пропускания при ослаблении, равном 3,0 *дб*. Для приемника, резонансная кривая которого изображена кривой *1* на рис. 1-4, полоса пропускания равна 8 *кгц*, а ослабление при расстройке на 10 *кгц* равно 24 *дб*, или 16 раз.

Казалось бы, что резонансную кривую приемника можно также снимать при постоянных частоте и амплитуде выходного напряжения генератора, изменяя частоту настройки приемника. Кривая в этом случае была бы построена в относительных величинах выходного напряжения приемника. Однако при таком методе снятия резонансной кривой в случае больших расстроек на вход детектора будут подводиться малые напряжения. Благодаря этому детектор будет работать в криволинейном участке своей характеристики, что не соответствует его нормальному режиму. Кроме того, при больших расстройках сигнал на выходе может оказаться ниже уровня собственных шумов приемника. Поэтому такой метод для снятия резонансных кривых при испытании приемников не применяется.

Благодаря нелинейности характеристики детекторов при детектировании двух сигналов с различными амплитудами и несущими частотами происходит уменьшение коэффициента передачи для сигнала с меньшей амплитудой. Это явление оказывает влияние на избирательность приемника в целом. Поэтому вводится понятие реальной избирательности приемника.

Оценку реальной избирательности приемника производят по его характеристике реальной избирательности, которой называют зависимость допустимой э. д. с. помехи в антенной цепи от расстройки частоты мешающего сигнала по отношению к резонансной частоте настройки приемника (частоте принимаемого сигнала). Для снятия этой характеристики вместо одного генератора *1* (рис. 17-1) включают последовательно два ГСС. Настроив первый генератор на резонансную частоту приемника при выключенном напряжении второго генератора, устанавливают амплитуду выходного сигнала первого генератора такой (при $m=30\%$), при которой на выходе приемника будет получена нормальная мощность. Затем выключают модуляцию первого генератора и включают второй генератор (также при $m=30\%$).

После этого ступенями изменяют частоту второго генератора по отношению к резонансной частоте приемника (а следовательно, и первого генератора) и подбирают амплитуду его э. д. с. так, чтобы выходная мощность приемника (по ИВ) была в заданное число раз меньше его нормальной выходной мощности. На основании полученных значений э. д. с. второго генератора строят характеристику реальной избирательности приемника при заданной э. д. с. первого генератора. При снятии характеристики реальной избирательности первый генератор выполняет роль принимаемой станции, а второй — роль мешающей станции.

Типичная характеристика реальной избирательности приемника приведена на рис. 17-3. Пользуясь этой характеристикой, можно сразу определить степень влияния мешающей станции, если известны напряженности поля от принимаемой и мешающей станций в месте приема.

17-7. СНЯТИЕ ХАРАКТЕРИСТИК ИСКАЖЕНИЙ

Величина частотных искажений приемника определяется по его характеристике верности, которая показывает, насколько правильно воспроизводятся им сигналы с различными модулирующими частотами.

Характеристикой верности приемника принято называть зависимость его коэффициента усиления от частоты модулирующего напряжения при постоянной амплитуде несущей входного напряжения и коэффициенте модуляции 30%. Снимают характеристику верности, используя испытательную установку по схеме рис. 17-1, следующим образом. Настраивают приемник и ГСС так же, как это выполнялось при измерении чувствительности на заданной частоте рабочего диапазона. Амплитуду несущей сигнала на выходе ГСС аттенюатором устанавливают так, чтобы на выходе приемника создавалась нормальная мощность. Затем выключают внутреннюю модуляцию ГСС и подают к нему внешнее модулирующее напряжение от звукового генератора ЗГ. Установив частоту напряжения ЗГ равной частоте внутренней модуляции генератора *1* (обычно 400 *гц*), подбирают амплитуду модулирующего напряжения такой, при

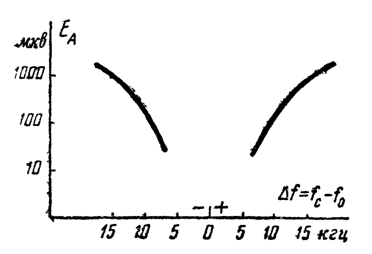


Рис. 17-3. Характеристика реальной избирательности приемника

которой на выходе приемника получается нормальная мощность При этом, очевидно, коэффициент модуляции будет равен 30%.

Далее изменяют частоту напряжения ЗГ, сохраняя постоянной его амплитуду, и записывают показания выходного прибора. Так как напряжение на входе приемника при измерении остается постоянным, то зависимость выходного напряжения от частоты модулирующего напряжения и будет его характеристикой верности. При использовании генератора типа ГСС-6 с внешней модуляцией его прибор, измеряющий коэффициент модуляции, действует так же, как и при внутренней модуляции. Поэтому для подбора требующегося напряжения от ЗГ можно пользоваться показаниями этого прибора.

Следует помнить, что форма резонансной кривой высокочастотной части приемника может оказывать существенное влияние на его характеристику верности, особенно в области высших модулирующих частот. Наибольшее влияние будет при наиболее узкой резонансной кривой, почему характеристику верности следует снимать на наинизшей частоте рабочего диапазона приемника. По своей форме характеристика верности сходна с частотной характеристикой приемника, изображенной на рис. 1-5 (кривая *1*).

Для оценки степени нелинейных искажений приемника служат следующие две характеристики.

а) Модуляционная характеристика нелинейных искажений, представляющая зависимость коэффициента гармоник от коэффициента модуляции. Условием снятия этой характеристики является режим, в котором при $m=30\%$ на выходе приемника создается нормальная выходная мощность.

Для снятия модуляционной характеристики приемник и ГСС настраивают так же, как для измерения чувствительности. После этого изменяют коэффициент модуляции напряжения генератора *1* и измеряют величину коэффициента гармоник с помощью измерителя нелинейных искажений *6* (рис. 17-1). Типичная модуляционная характеристика нелинейных искажений приведена на рис. 17-4. Рост нелинейных искажений при увеличении коэффициента модуляции объясняется тем, что при этом увеличивается напряжение сигнала на входе ламп усилителя низкой частоты.

Модуляционная характеристика нелинейных искажений не дает, однако, возможности судить о том, как изменяется величина нелинейных искажений при различных уровнях

принимаемого сигнала. Ответ на этот вопрос дает амплитудная характеристика нелинейных искажений.

б) Амплитудная характеристика нелинейных искажений представляет собой зависимость коэффициента гармоник от амплитуды сигнала на входе приемника при постоянном коэффициенте модуляции сигнала. Для ее снятия настраивают приемник и ГСС в резонанс и, изменяя уровень входного напряжения при m=const, измеряют коэффициент гармоник измерителем *6*. Для более полной оценки нелинейных искажений обычно снимают семейство амплитудных нели-

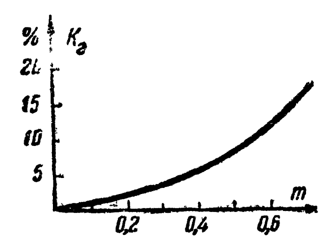


Рис 17-4. Модуляционная характеристика нелинейных искажений приемника.

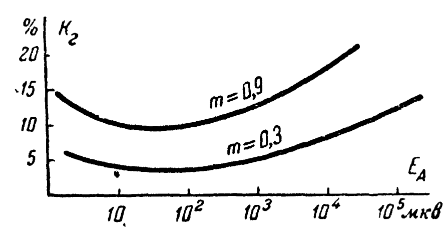


Рис. 17-5. Амплитудные характеристики нелинейных искажений приемника.

нейных характеристик при различных значениях коэффициента модуляции. Типичное семейство этих характеристик изображено на рис. 17-5. Увеличение нелинейных искажений при слабых сигналах происходит за счет детектора, который при этом начинает работать в нелинейном режиме. При сильных сигналах напряжение сигнала на входе ламп усилителя низкой частоты также возрастает, что приводит к увеличению нелинейных искажений.

На основании этих характеристик можно определить наиболее выгодные условия работы приемника, обеспечивающие минимальные нелинейные искажения.

17-8. СНЯТИЕ АМПЛИТУДНОЙ ХАРАКТЕРИСТИКИ

Амплитудной характеристикой приемника называют зависимость амплитуды напряжения $U_{вых}$ на его выходе от амплитуды входного напряжения E_A (при $m=30\%$). С ее помощью можно оценить качество работы системы АРУ.

Для снятия амплитудной характеристики испытательную установку (рис. 17-1) налаживают так же, как для измере-

ния чувствительности, и, изменяя амплитуду напряжения на выходе ГСС, замеряют выходное напряжение приемника. По полученным данным строят амплитудную характеристику приемника.

Если коэффициент усиления низкочастотной части приемника известен, то, разделив на него выходное напряжение, можно построить кривую в координатной системе, показанной на рис. 12-3, и по ней найти напряжение задержки. Для определения коэффициента усиления низкочастотной части приемника нужно на полное сопротивление нагрузки детектора подать от звукового генератора напряжение порядка 1—3 *в* и измерить получающееся при этом напряжение на выходе приемника. Отношение этих напряжений равно коэффициенту усиления низкочастотной части приемника.

17-9. ДРУГИЕ ИСПЫТАНИЯ ПРИЕМНИКОВ

Для оценки приемников, кроме рассмотренных ранее, производят еще ряд испытаний.

П р о в е р к а т о ч н о с т и г р а д у и р о в к и шкалы настройки выполняется следующим образом. Органы настройки приемника устанавливаются на основные деления шкалы. После этого включается ГСС и настраивается в резонанс с приемником по максимуму показаний ИВ. По шкале настройки генератора определяется истинная частота настройки приемника и составляется специальная таблица или график поправок к шкале настройки приемника.

Если требуется более точная проверка шкалы (точнее 2%), то для этого обычно используются специальные генераторы — кварцевые калибраторы (например, КК-6).

В многодиапазонных приемниках производится проверка степени п е р е к р ы т и я м е ж д у с о с е д н и м и д и а п а з о н а м и по сравнению их крайних частот настройки. Обычно требуется, чтобы граничные частоты соседних диапазонов имели взаимное перекрытие на 2—3% (см. рис. 5-13).

Для оценки качества работы ручного регулятора громкости снимается зависимость выходной мощности приемника от положения органов управления регулятора при э. д. с. на входе приемника, равной его номинальной чувствительности при $m=30\%$.

В приемниках с питанием от сети переменного тока проверяется уровень фона, который оценивается величиной коэффициента фона. Н а п р я ж е н и е м ф о н а называют то

напряжение на выходе приемника, которое получается при подаче в эквивалент антенны немодулированного сигнала. Причиной появления собственного фона являются собственные шумы приемника и плохая фильтрация питающих напряжений.

Коэффициентом фона $K_{фон}$ называют отношение напряжения фона к напряжению сигнала с $m = 1{,}0$ на выходе приемника. Коэффициент фона измеряют при различных уровнях сигнала и по полученным данным строят характеристику фона в координатной системе, показанной на рис. 17-6. По этой характеристике легко определить реальную чувствительность приемника, задавшись величиной коэффициента фона. Так, для приемника, кривая фона которого соответствует рис. 17-6, при $K_{фон} = -46$ *дб* (требования к приемникам первого класса) реальная чувствительность равна 100 *мкв*, а при $K_{фон} = -37$ *дб* (требования к приемникам второго класса) 28 *мкв*

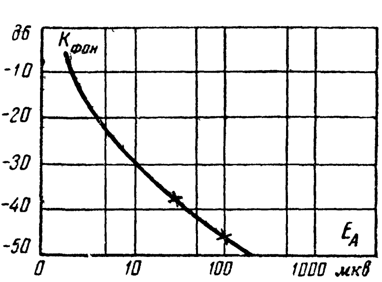


Рис 17-6. Характеристика фона приемника

В зависимости от назначения приемника производится ряд дополнительных испытаний на определение его работоспособности при изменении температуры, механической тряске и вибрациях, при изменении напряжения источников питания и т. п.

Полный объем испытаний обычно определяется в технических условиях на каждый тип приемника.

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ ДЛЯ ПОВТОРЕНИЯ

1 Каковы основные целевые назначения испытаний радиоприемников?

2. Как убедиться в нормальной работоспособности приемника?

3. Какими приборами можно замерять напряжения на электродах ламп работающего приемника?

4 Как найти неисправный каскад приемника?

5. Какие измерительные приборы нужны для выполнения испытаний приемников?

6. Каковы определения номинальной, реальной и предельной чувствительности приемников?

7. Какова методика измерения чувствительности и снятия кривой чувствительности приемника?

8. Какова правильная методика снятия резонансной кривой приемника?

9. Каково влияние детектора на избирательность приемника?

10. Каковы методики снятия характеристик искажений?

11. Как снять кривую фона и определить по ней реальную чувствительность приемника?

ГЛАВА ВОСЕМНАДЦАТАЯ

КРАТКИЙ ОЧЕРК РАЗВИТИЯ И ЗАДАЧИ СОВРЕМЕННОЙ РАДИОПРИЕМНОЙ ТЕХНИКИ

Первый в мире приемник энергии электромагнитных волн — радиоприемник — был изготовлен русским ученым физиком Александром Степановичем Поповым. 7 мая 1895 г. он публично продемонстрировал его на заседании Русского физико-химического общества. Этот день постановлением Правительства СССР от 2 мая 1945 г. объявлен «Днем радио».

Схема приемника Попова приведена на рис. 18-1. Приемник содержит две отдельные цепи, питающиеся от общей батареи гальванических элементов *Б*. Первичная цепь состоит из электромагнитного реле *Р* и когерера *К*. Когерер выполняет роль детектора. Он представляет собою стеклянную трубочку с двумя металлическими контактами, наполненную прокаленными железными опилками. Один из электродов когерера (на схеме правый) заземлен, а второй соединен с мотком провода, выполняющим роль приемной антенны. Когда на когерер воздействует электромагнитное поле, опилки спекаются, проводимость когерера резко возрастает, ток в первичном контуре резко увеличивается и реле *Р* срабатывает. При этом замыкается вторичная цепь приемника.

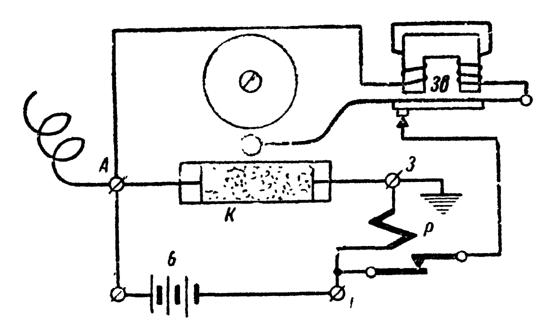
Во вторичную цепь включен электрический звонок *Зв*. Якорь звонка притягивается к полюсам его катушки, и молоточек ударяет по чашечке звонка. При этом цепь звонка размыкается, и молоточек, падая, ударяет по когереру, встряхивая его опилки и приводя их в исходное состояние. Таким образом, звонок звонит в течение времени приема электромагнитных волн, т. е. выполняет роль оконечного прибора радиоприемного устройства. Реле *Р* является в приемнике Попова своеобразным усилителем, позволяя управлять цепью звонка с большой силой тока за счет слабых сигналов, воздействующих на когерер.

А. С. Попов ясно представлял перспективы применения своего прибора. В статье, описывающей изобретенный им

прибор, он писал: «В заключение могу выразить надежду, что мой прибор при дальнейшем усовершенствовании его может быть применен к передаче сигналов на расстояния при помощи быстрых электрических колебаний, как только будет найден источник таких колебаний, обладающий достаточной энергией».

Уже через несколько месяцев после этого А. С. Попов разработал нужный источник мощных электромагнитных колебаний.

Будучи патриотом своей Родины, А. С. Попов все силы своего таланта отдал на дальнейшее совершенствование изо-



ис. 18-1. Схема приемника А. С. Попова.

бретенного им прибора, стараясь снабдить корабли русского флота надежным средством связи, не зависящим от погоды и времени суток[1]. В марте 1896 г. он разработал первую в мире линию радиосвязи с дальностью действия 250 *м*, осуществив пишущий прием (в качестве оконечного прибора был применен телеграфный аппарат). В мае 1897 г. дальность действия линии радиосвязи была доведена Поповым до 640 *м*, а через несколько месяцев — до 5 *км*. В 1899 г. вместе с П. Н. Рыбкиным и Д. С. Троицким, осуществив прием телеграфных сигналов на слух на более чувствительный оконечный прибор — телефон, А. С. Попов довел дальность действия радиосвязи до 25 *км*.

Зимой 1900 г. А. С. Поповым была осуществлена линия радиосвязи в Финском заливе на расстоянии 47 *км*. Эта ли-

[1] В то время ночью единственными средствами связи между кораблями в море и между кораблями и берегом были световые приборы (прожекторы и сигнальные лампы) и звуковые (сирены и гудки). Дальность их действия была весьма ограничена и сильно сокращалась в штормовую погоду, когда необходимость в уверенной связи становилась наиболее острой.

ния помогла спасти русских рыбаков, унесенных на льдине в море. Мечты А. С. Попова стали действительностью.

В первые годы нашего века Александром Степановичем были сконструированы корабельные радиостанции и было предложено организовать их производство в России. Но царское правительство и его прогнивший чиновнический аппарат не сделали этого, а передали заказы на радиостанции иностранной фирме, которая вынуждена была для выполнения заказа пригласить А. С. Попова в качестве консультанта. Не оказывая должной материальной и организационной поддержки развитию изобретения А. С. Попова, царское правительство тем самым в значительной степени затрудняло и тормозило его работу.

Невзирая на это, А. С. Попов до конца жизни (1906 г.) продолжал начатые работы, вкладывая в них все свои силы и личные сбережения.

Все последующие годы до Октябрьской социалистической революции развитие радиотехники в России шло очень медленно. Оно велось отдельными группами ученых-энтузиастов без поддержки правительства, что в сильной степени отразилось на создании кадров радиоспециалистов.

Только при Советской власти для развития отечественной радиотехники были созданы необходимые условия. 21 июля 1918 г. В. И. Ленин подписал декрет «О централизации радиотехнического дела», а 2 декабря того же года он утвердил положение о Нижегородской радиолаборатории, ставшей ядром и базой научно-исследовательской работы в области радиотехники в нашей стране. В 1923 г. в Ленинграде была создана Центральная радиолаборатория (ЦРЛ), ставшая впоследствии научным центром по развитию радиовещательных приемников.

В. И. Ленин придавал огромное значение развитию отечественной радиотехники и лично следил за разработкой и строительством важнейших радиотехнических сооружений, неизменно оказывая внимание и помощь радиоспециалистам.

Советское правительство неустанно развивает и крепит связи с трудящимися массами, опирается на их трудовой энтузиазм, широко поддерживает проявления творческой и организационной инициативы. Одним из примеров этого является постановление СНК СССР от 28 июня 1924 г. «О частных радиоприемных станциях», которое положило начало массовому радиолюбительскому движению в нашей стране. Из среды радиолюбителей вышло много крупных

радиотехнических специалистов и военных радистов. К числу их, например, относится Н. А. Байкузов. Начав в середине 20-х годов свои первые опыты с постройки любительских приемников и коротковолновых передатчиков, он стал крупнейшим специалистом в области авиационной радионавигации, был удостоен звания генерала Советской Армии и награжден Советским правительством многими орденами за успешную работу по оснащению нашей авиации новыми радиотехническими устройствами. Последние годы жизни он был редактором журнала «Радио» и председателем Совета Центрального радиоклуба Досааф СССР.

С радиолюбительства начал свою деятельность в области радиотехники и такой крупнейший советский ученый, как В. И. Сифоров и многие другие.

Радиолюбители своим кропотливым и неустанным трудом в значительной степени способствовали развитию радиотехники вообще и радиоприемной техники в частности. Они открыли специфику дальнего распространения коротких волн, создали множество всевозможных конструкций приемников, передатчиков и их основных узловых деталей, создали многие радиотехнические приборы, широко использующиеся в различных отраслях науки и техники.

Благодаря заботливому отношению со стороны Коммунистической партии и Советского правительства советская школа радиотехников по многим своим разделам стала вновь ведущей, каковой была в годы жизни А. С. Попова русская радиотехника.

До 1913—1915 гг. развитие радиоприемников шло по линии усовершенствования конструкции и схемы радиоприемника А. С. Попова. Применение кристаллических детекторов (1906—1908 гг.) позволило значительно повысить чувствительность радиоприемников. Использование трехэлектродных ламп для создания усилителей низких, а позднее и высоких частот способствовало дальнейшему повышению чувствительности радиоприемников.

В 1913 г. немецкий ученый Мейснер открыл принцип создания лампового генератора с самовозбуждением и разработал одну из конкретных схем генераторов (трансформаторную). Это открытие послужило основой для разработки качественно новых принципов приема радиосигналов. В том же году английский ученый Роунд предложил применять автодинный прием на слух незатухающих радиотелеграфных сигналов, а американский ученый Армстронг открыл метод регенеративного приема телефонных и теле-

графных сигналов. Оба эти изобретения позволили резко повысить чувствительность приемников без применения в них большого числа усилительных каскадов. С этого времени ламповые радиоприемники начинают находить все большее применение.

В 1919 г. Армстронг построил первый супергетеродинный приемник, а в 1922 г. он открыл суперрегенеративный метод радиоприема. Но в те годы из-за несовершенства электронных ламп для получения достаточно высокой чувствительности в супергетеродинных приемниках приходилось применять большое число каскадов и они не могли еще конкурировать с приемниками прямого усиления, в которых широко применялся принцип регенерации. Только развитие электронных ламп (появление многосеточных ламп в 1932—1934 гг.) позволило создавать супергетеродинные приемники с лучшими качественными показателями, чем у приемников прямого усиления. Это особенно сказалось при освоении частот выше 30 *Мгц*.

В 1935 г. Армстронг построил приемник частотно-модулированных сигналов и практически показал его возможности по ослаблению действия помех, а в 1936 г. В. И. Сифоров в СССР и Кросби в США, проведя теоретические исследования, со всей полнотой доказали преимущества передачи и приема сигналов при частотной модуляции, что и послужило основой для интенсивного внедрения частотной модуляции в высококачественное радиовещание.

В 30-х годах нашего века ученые многих стран независимо друг от друга изучали особенности передачи и приема сигналов с импульсной модуляцией. Первые образцы импульсных радиолокационных станций были созданы в нашей стране под руководством Ю. Б. Кобзарева и А. В. Агеева.

К 30-м годам в нашей стране уже была создана мощная радиотехническая промышленность, позволившая построить большую сеть радиопередающих станций и наладить серийный выпуск радиоприемников многих типов.

Достаточно подробное изложение истории развития отечественной радиотехники и советского радиолюбительства дано в книге В. И. Шамшура «Первые годы советской радиотехники и радиолюбительства».

Советскими учеными разработаны фундаментальные вопросы теории и расчета радиоприемников. Они послужили основой развития радиоприемной техники во всем мире.

Еще в 20-х годах в журнале «Телеграфия и телефония без проводов» были опубликованы работы В. К. Лебединского, А. А. Петровского, А. И. Берга и И. Г. Фреймана, осветившие основные вопросы работы приемников прямого усиления. В этих работах были созданы первые методики радиотехнических расчетов.

В 30-х годах В. И. Сифоровым были детально разработаны узловые вопросы теории и расчета ламповых усилителей и супергетеродинных приемников. Эти работы и по настоящее время весьма широко используются радиоспециалистами.

В. А. Котельниковым создана теория помехоустойчивости радиоприема по отношению к флуктуационным помехам.

Н. Н. Крыловым изучено воздействие атмосферных помех на радиоприем.

Л. Б. Слепяном и В. И. Сифоровым выполнено теоретическое исследование диодного детектора.

А. А. Пистолькорсом проведена большая работа по созданию теории радиоприемных антенн.

Большое значение для техники радиоприема импульсных сигналов имеют работы советских ученых Н. Д. Папалекси, Л. И. Мандельштама, А. Н. Щукина, Ю. Б. Кобзарева, В. И. Сифорова, Н. М. Изюмова, Н. Н Крылова, С. И. Евтянова, А. А. Колосова и ряда других.

Огромную роль в деле подготовки радиоспециалистов сыграл учебник В. И. Сифорова «Радиоприемные устройства», вышедший первым изданием в 1939 г. Этот учебник вышел уже пятым изданием и является основным учебником во всех радиотехнических вузах нашей страны.

В настоящее время перед радиоприемной техникой стоят очень важные и требующие неотложного решения задачи. Основными из них являются: а) создание радиоприемных устройств для не освоенных еще диапазонов частот; б) разработка новых, более эффективных методов ослабления действия помех; в) улучшение эксплуатационных показателей современных радиоприемных устройств. Быстрое и качественное решение этих задач необходимо для успешного выполнения директив XX съезда КПСС о строительстве и введении в эксплуатацию большого числа радиорелейных линий связи, телевизионных центров и доведения ежегодного выпуска радиоприемников и телевизоров до 10,2 млн. шт.

Безграничные творческие возможности, созданные Коммунистической партией и Советским правительством для наших ученых, и патриотизм наших ученых и конструкторов

помогут в ближайшие годы поднять советскую радиотехнику на новую, еще более высокую ступень; позволят не только догнать, но и превзойти в ближайшее время достижения иностранной науки и техники в области радиотехники вообще и приемной техники в частности. Советские радиолюбители окажут в этом деле большую помощь ученым и специалистам и внесут свой вклад в развитие отечественной радиоприемной техники. Подтверждением этого являются все возрастающее количество и повышение качества экспонатов ежегодных выставок творчества радиолюбителей.

Таблица номинальных значений емкости конденсаторов (для малых емкостей) в пикофарадах

Для класса точности ±5%			Для класса точности ±10%			Для класса точности ±20%		
10	100	1 000	10	100	1 000	10	100	1 000
11	110	1 100	—	—	—	—	—	—
12	120	1 200	12	120	1 200	—	—	—
13	130	1 300	—	—	—	—	—	—
15	150	1 500	15	150	1 500	15	150	1 500
16	160	1 600	—	—	—	—	—	—
18	180	1 800	18	180	1 800	—	—	—
20	200	2 000	—	—	—	—	—	—
22	220	2 200	22	220	2 200	22	220	2 200
24	240	2 400	—	—	—	—	—	—
27	270	2 700	27	270	2 700	—	—	—
30	300	3 000	—	—	—	—	—	—
33	330	3 300	33	330	3 300	33	330	3 300
36	360	3 600	—	—	—	—	—	—
39	390	3 900	39	390	3 900	—	—	—
43	430	4 300	—	—	—	—	—	—
47	470	4 700	47	470	4 700	47	470	4 700
51	510	5 100	—	—	—	—	—	—
56	560	5 600	56	560	5 600	—	—	—
62	620	6 200	—	—	—	—	—	—
68	680	6 800	68	680	6 800	68	680	6 800
75	750	7 500	—	—	—	—	—	—
82	820	8 200	82	820	8 200	—	—	—
91	910	9 100	—	—	—	—	—	—

Примечание. Керамические конденсаторы выпускаются с номинальной емкостью не более 910 *пф*, а слюдяные — от 10 *пф* до 0,1 *мкф*.

Таблица номинальных значений емкости конденсаторов (для больших емкостей) в микрофарадах

0,01	0,1	1	10	100	1 000
0,012*	0,12*	1,2*	12*	120*	1 200*
0,015	0,15	1,5	15	150	1 500
0,018*	0,18*	1,8*	18*	180*	1 800*
0,02	0,2	2	20	200	2 000
0,025*	0,25*	2,5*	25*	250*	—

0,03	0,3	3	30*	300	—
0,04*	0,4*	4*	40*	400*	—
0,05	0,5	5	50	500	—
0,06*	0,6*	6*	60*	600*	—
0,07	0,7	7	70	700	—
0,08*	0,8*	8*	80*	800*	—

Примечание. Значение емкости, отмеченное звездочкой, бывает только у конденсаторов первого класса точности (± 5%).

Таблица параметров бумажных конденсаторов с различной конструкцией корпуса

Тип конденсатора	Емкость, *мкф*	Тип корпуса
КБГ-И	0,00047—0,1	Круглый керамический
КБГ-М	0,01—0,25	Круглый металлический
КБГ-С	0,001—0,1	Круглый стеклянный
КБГ-МП	0,01—2,0	Плоский металлический
КБГ-МН	0,25—10	Прямоугольный металлический
МБГ-Ц	0,025—1,0	Круглый металлический
МБГ-П	0,1—50	Плоский металлический
МБГМ	0,025—0,5	Плоский металлический
КБ	0,0047—0,5	Круглый бумажный

Примечание. Конденсаторы выпускаются трех классов точности, на рабочее напряжение 200, 400 и 600 *в*, с сопротивлением изоляции 300 — 1 000 *Мом*, добротностью 6—100, индуктивностью 0,06 *мкгн* и температурным коэффициентом емкости около $1,5 \cdot 10^{-3}$.

Таблица минимальной и максимальной емкости конденсаторов, использующихся для настройки контуров приемников

Минимальная емкость, *пф*	Максимальная емкость, *пф*	Область применения
15—25	350—600	Длинноволновые, средневолновые и многодиапазонные приемники
8—10	150—250	Коротковолновые приемники
2—5	20—50	Приемники метровых волн и как подстроечные в других приемниках

Таблица минимальной и максимальной емкости керамических подстроечных конденсаторов

Тип конденсатора	Емкость ($C_{мин} - C_{макс}$), *пф*						
КПК-1	2—7	4—15	6—25	8—30	—	—	—
КПК-2 КАК-3	6—60	10—100	25—150	75—200	125—250	200—325	275—375

Примечание. На роторе конденсаторов нанесена цветная точка; когда эта точка находится против вывода статора, конденсатор имеет максимальную емкость.

Таблица температурных коэффициентов емкости (ТКЕ) конденсаторов различного вида

Вид конденсатора	ТКЕ ($\alpha_C \cdot 10^6$)
Воздушный	5÷50
Слюдяной с обкладками из фольги	50÷500
Слюдяной с обкладками из металлизированного слоя	5÷100
Керамический тикондовый	—100÷—1 000
Керамический тиглиновый	50÷100
Бумажный	50÷1 000

Примечание. Керамические конденсаторы благодаря отрицательному значению ТКЕ могут применяться для температурной компенсации контуров гетеродинов.

Таблица температурных коэффициентов емкости керамических конденсаторов различных групп (для температурной компенсации контуров)

Группа	ТКЕ ($\alpha_C \cdot 10^6$)	Цвет окраски корпуса
Д	—700	Красный
Ж	—570	Оранжевый
М	—50	Голубой
Р	+30	Серый
С	+110	Синий

Таблица основного ряда номинальных значений величин непроволочных сопротивлений

Первый класс точности (± 5%)	Второй класс точности (± 10%)	Третий класс точности (± 20%)	Первый класс точности (±5%)	Второй класс точности (±10%)	Третий класс точности (±20%)
10	10	10	33	33	33
11	—	—	36	—	—
12	12	—	39	39	—
13	—	—	43	—	—
15	15	15	47	47	47
16	—	—	51	—	—
18	18	—	56	56	—
20	—	—	62	—	—
22	22	22	68	68	68
24	—	—	75	—	—
27	27	—	82	82	—
30	—	—	91	—	—

Примечание. Номинальные значения во всем диапазоне изготовляющихся сопротивлений получаются из данных таблицы, умноженных на 10, 100, 1 000 или 10 000.

Таблица основных параметров непроволочных сопротивлений

Тип сопротивления	Номинальная мощность, *вт*	Пределы номинальных значений сопротивления, *ом — Мом*	Максимальные размеры, *мм*	
			длина	диаметр
ВС-0,25	0,25	27—5,1	18,5	5,4
ВС-0,5	0,5	27—10	28,5	5,4
ВС-1	1	27—10	32,5	7,2
ВС-2	2	47—10	53	9,5
ВС-5	5	47—10	75	17
ВС-10	10	75—10	120	27
МЛТ-0,5	0,5	100—5,1	10,8	4,2
МЛТ-1	1	100—10	13	6,6
МЛТ-2	2	100—10	18,5	8,6
УЛМ-0,12	0,12	27—1	7	2,3

Примечание Сопротивления выпускаются трех классов точности (± 5, ± 10 и ± 20%) Сопротивления до 20 *ом* изготовляются с любыми номинальными значениями

Таблица рабочих температур основных типов непроволочных сопротивлений и расшифровка названий этих типов

Тип сопротивления	Название типа сопротивлений	Рабочая температура, °С	
		минимальная	максимальная
ВС	Углеродистое	—60	+100
МЛТ	Металлизированное лакированное теплостойкое	—60	+120
УЛМ	Углеродистое лакированное малогабаритное	—60	+100

Таблица основных параметров переменных непроволочных сопротивлений

Тип сопротивления	Характер изменения величины сопротивления	Номинальная мощность, *вт*	Пределы номинальных значений, *ком — Мом*
СП	Линейный (А)	1 и 2	0,47—4,7
СП	Логарифмический (Б)	0,5 и 1	22—2,2
СП	Показательный (В)	0,5 и 1	22—2,2

Примечание. Сопротивления выпускаются с номинальными значениями для третьего класса точности.

АЛФАВИТНЫЙ УКАЗАТЕЛЬ

Р

С

Т

У

Ф

Цена 11 р. 40 к.